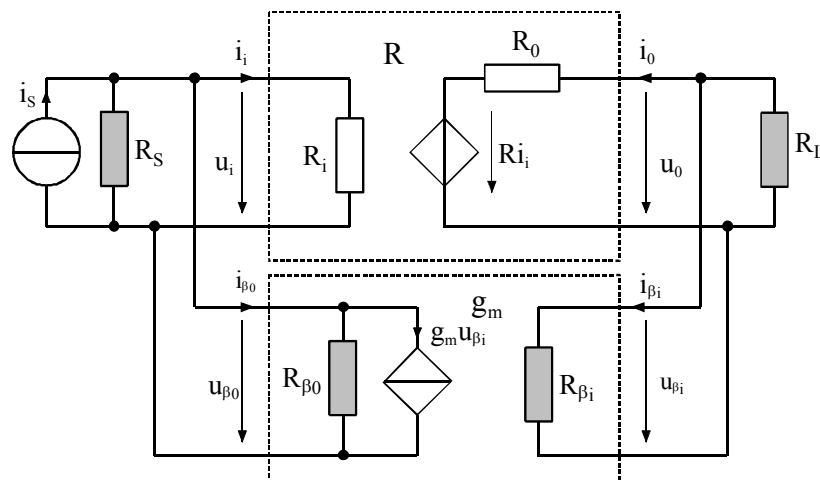


Systèmes électroniques

Chapitre 1 **LA RÉACTION NÉGATIVE**
OU
CONTRE RÉACTION



T A B L E D E S M A T I E R E S

PAGE

1.	LA REACTION NEGATIVE OU CONTRE-REACTION.....	1
1.1	PRINCIPE ET DÉFINITION	1
1.2	CONFIGURATION ET RELATIONS D'UNE BOUCLE DE RÉACTION NÉGATIVE.....	1
1.3	LES QUATRE CONFIGURATIONS FONDAMENTALES DES CIRCUITS À RÉACTION NÉGATIVE	3
1.3.1	Généralités	3
1.3.2	Choix de la configuration en fonction du type d'amplificateur	5
1.3.3	Amplificateur de tension	6
1.3.4	Amplificateur de courant.....	6
1.3.5	Amplificateur à transconductance	7
1.3.6	Amplificateur à transrésistance	7
1.4	PROPRIÉTÉS GÉNÉRALES DE LA RÉACTION NÉGATIVE	8
1.4.1	Désensibilisation du gain aux variations des caractéristiques de l'amplificateur	8
1.4.2	Réduction de la distorsion non-linéaire.....	8
1.4.3	Précision du gain	9
1.4.4	Élargissement de la bande passante.....	9
1.5	LA RÉACTION NÉGATIVE IDÉALE	11
1.5.1	Définition du circuit à réaction idéal.....	11
1.5.2	La réaction série - parallèle ou l'amplificateur de tension	12
1.5.3	La réaction parallèle - série ou l'amplificateur de courant.....	14
1.5.4	La réaction série - série ou l'amplificateur à transconductance	15
1.5.5	La réaction parallèle - parallèle ou l'amplificateur à transrésistance	17
1.5.6	Synthèse des résultats obtenus	19
1.5.7	Détermination du type de réaction négative	19
1.6	RÉACTION NÉGATIVE NON-IDÉALE	20
1.6.1	Généralités	20
1.6.2	Exemple : Transformation d'une configuration réelle	20
1.6.3	Détermination des caractéristiques du circuit bouclé	33
1.7	SYNTHÈSE DES RÉSULTATS OBTENUS.....	35
1.7.1	Quadripôle modifié pour un amplificateur de tension (série – parallèle)	35
1.7.2	Quadripôle modifié pour un amplificateur de courant (parallèle – série).....	36
1.7.3	Quadripôle modifié pour un amplificateur à transconductance (série – série)	37
1.7.4	Quadripôle modifié pour un amplificateur à transrésistance (parallèle - parallèle).....	38
1.7.5	Quadripôle modifié : impédance d'entrée pour les quatre configurations	39
1.7.6	Quadripôle modifié : impédance de sortie pour les quatre configurations	40
1.8	EXEMPLES DE RÉACTION NÉGATIVE.....	41
1.8.1	Amplificateur de tension (configuration série - parallèle).....	41
1.8.2	Configuration série – série	45
1.9	ANNEXE	52
1.9.1	Théorème de Miller.....	52
1.9.2	Le montage Cascode	53
1.9.3	Le montage Bootstrap	56

Bibliographie

1. LA REACTION NEGATIVE OU CONTRE-REACTION.

1.1 PRINCIPE ET DÉFINITION

Le principe de la réaction est utilisé dans de très nombreux circuits électroniques. Il consiste à réinjecter une partie du signal de sortie à l'entrée du circuit pour le combiner avec le signal d'entrée extérieur.

La réaction change fondamentalement les propriétés du circuit auquel elle est appliquée. On distingue deux types de réaction : la réaction positive et la réaction négative.

Dans la **réaction positive, on réinjecte une partie du signal de sortie en phase avec le signal d'entrée extérieur**. Ceux-ci vont donc additionner leurs effets pour produire un signal de sortie plus grand que celui qui existerait en "boucle ouverte" (c'est à dire sans réaction). C'est le principe qui est utilisé notamment dans les circuits oscillateurs ou dans les bascules.

Dans la **réaction négative, on réinjecte une partie du signal de sortie en opposition de phase avec le signal d'entrée extérieur**. Ces deux signaux vont donc soustraire leurs effets pour produire un signal de sortie inférieur à celui qui existerait en boucle ouverte.

Un amplificateur auquel on applique une réaction négative jouit de propriétés extrêmement intéressantes, parmi lesquelles on peut citer:

- la stabilisation de la valeur du gain, c'est à dire sa désensibilisation aux variations des caractéristiques des composants dues notamment aux variations de température, aux tolérances de fabrication, etc.
- La réduction de la distorsion non-linéaire : la sortie reste l'image fidèle de l'entrée, malgré les non-linéarités internes de l'amplificateur.
- La réduction de l'effet du bruit (signaux électriques parasites) dont la source est interne à l'amplificateur.
- L'extension de la bande-passante de l'amplificateur par rapport à sa bande-passante en boucle ouverte.
- Le contrôle de la valeur des impédances d'entrée et de sortie, c'est à dire la possibilité de les augmenter ou de les diminuer à volonté, en fonction de la configuration de circuit choisie.

La réaction négative permet donc de transformer un amplificateur imparfait en un amplificateur dont les caractéristiques sont proches de celles d'un amplificateur idéal. Le prix à payer pour cette amélioration des performances est la réduction du gain. On verra d'ailleurs qu'il y a une proportionnalité directe entre la réduction du gain et l'amélioration des autres caractéristiques de l'amplificateur : le facteur de réduction du gain est aussi le facteur par lequel on pourra multiplier la largeur de la bande passante, ainsi que la valeur des impédances ou admittance d'entrée et de sortie, etc.

1.2 CONFIGURATION ET RELATIONS D'UNE BOUCLE DE RÉACTION NÉGATIVE

La configuration générale d'une boucle de réaction négative est illustrée à la Figure 1-1. L'amplificateur dont le gain vaut A en boucle ouverte délivre à sa sortie un signal x_o . Ce signal est appliqué à une charge extérieure, ainsi qu'à l'entrée d'un circuit de réaction dont la sortie x_β est soustraite du signal d'entrée extérieur x_s .

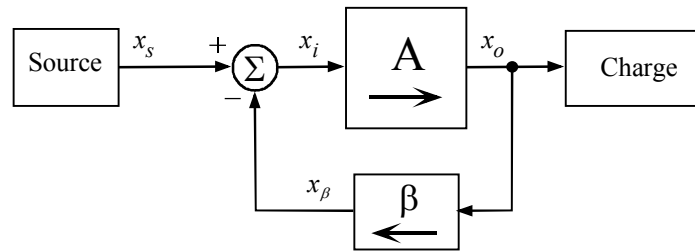


Figure 1-1 : Configuration d'une boucle de réaction-négative

Les relations fondamentales de cette boucle peuvent s'exprimer de façon simple lorsque les conditions suivantes sont remplies :

- le circuit de réaction β ne charge ni l'entrée ni la sortie de l'amplificateur, ce qui revient à dire que le gain en boucle ouverte A de l'amplificateur n'est pas affecté par les impédances d'entrée ou de sortie du circuit de réaction.
- La transmission du signal dans le sens direct (source vers charge extérieure) se fait uniquement au travers de l'amplificateur.
- La transmission dans le sens inverse (charge extérieure vers source) se fait uniquement au travers du circuit de réaction.

On verra par la suite comment une configuration quelconque peut être ramenée à ce cas idéal.

En admettant que les conditions de la réaction négative idéale soient applicables, on peut écrire les relations suivantes entre les signaux d'entrée et de sortie de l'amplificateur et du circuit de réaction

$$x_o = A \cdot x_i \quad 1.1$$

$$x_\beta = \beta \cdot x_o \quad 1.2$$

d'autre part, le signal d'entrée de l'amplificateur peut être défini par la relation

$$x_i = x_s - x_\beta \quad 1.3$$

Le gain en boucle fermée s'obtient par les relations précédentes

$$A_F = \frac{x_o}{x_s} = \frac{A}{1 + \beta \cdot A} \quad 1.4$$

Le produit $\beta \cdot A$ s'appelle *le gain de boucle*, il doit être positif pour que la réaction soit bien négative

Le terme $(1 + \beta \cdot A)$ s'appelle *le taux de réaction*, c'est la quantité par laquelle il faut diviser le gain A de l'amplificateur en boucle ouverte pour obtenir le gain en boucle fermée.

Les signaux d'entrée et de sortie de l'amplificateur (x_i, x_o), de la réaction (x_o, x_β) et de sortie de la source (x_s), peuvent être indépendamment, soit une tension soit un courant. Ainsi quatre cas possibles peuvent se présenter : ce sont les quatre configurations de circuits à réaction négative.

1.3 LES QUATRE CONFIGURATIONS FONDAMENTALES DES CIRCUITS À RÉACTION NÉGATIVE

1.3.1 Généralités

Dans la configuration générale de la boucle de réaction négative, l'amplificateur et le circuit de réaction ont un point de connexion du côté de la source et du côté de la charge extérieure.

Du côté de la sortie de l'amplificateur, ou encore de la charge, la connexion a pour but d'échantillonner le signal de sortie de l'amplificateur pour le ramener à l'entrée du circuit de réaction. Du côté de l'entrée de l'amplificateur, ou encore de la source, la connexion a pour but de combiner le signal x_β issu du circuit de réaction, c'est-à-dire d'effectuer la différence entre ces deux signaux.

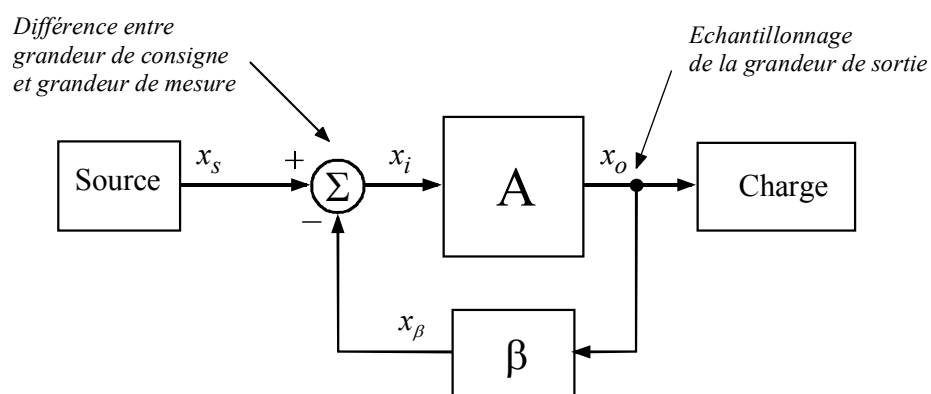


Figure 1-2 : Configuration fondamentale d'un circuit à réaction-négative

1.3.1.1 L'échantillonnage du signal de sortie

L'échantillonnage du signal de sortie comporte deux possibilités suivant que l'on souhaite échantillonner la tension de sortie u_o , ou le courant de sortie i_o .

Pour pouvoir faire la distinction entre ces deux cas, il est nécessaire de remplacer le schéma de principe de type unifilaire utilisé jusqu'ici par un schéma plus complet où l'amplificateur et le circuit de réaction sont représentés sous forme de quadripôles.

1.3.1.1.1 L'échantillonnage de la tension de sortie

L'échantillonnage de la tension de sortie s'effectue en connectant le quadripôle de réaction en parallèle sur la sortie de l'amplificateur. Ces deux quadripôles auront donc la même tension u_o à leur accès côté charge de sortie.

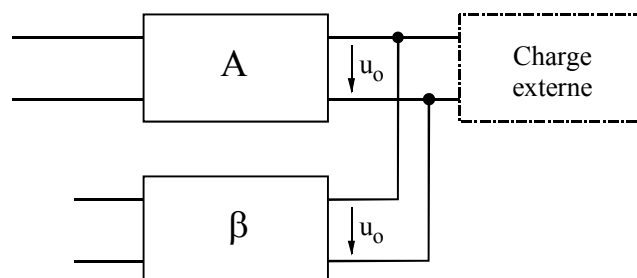


Figure 1-3 : Echantillonnage de la tension de sortie

1.3.1.1.2 L'échantillonnage du courant de sortie

L'échantillonnage du courant de sortie s'effectue en connectant le quadripôle de réaction en série avec le quadripôle de l'amplificateur du côté de la charge de sortie. Ces accès des quadripôles seront donc parcourus par le même courant i_o .

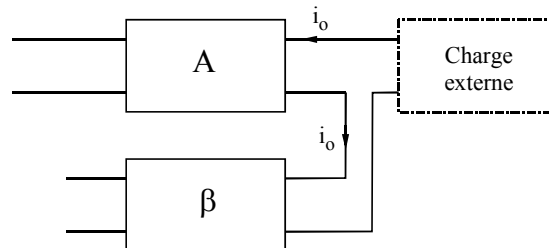


Figure 1-4 : Echantillonnage du courant de sortie

1.3.1.2 Combinaison des signaux d'entrée

La combinaison du signal d'entrée de la source et du signal issu du circuit de réaction présente également deux possibilités, suivant que l'on souhaite combiner des tensions ou des courants.

1.3.1.2.1 Combinaison des tensions

La combinaison des tensions s'effectue en connectant les deux quadripôles en série du côté source.

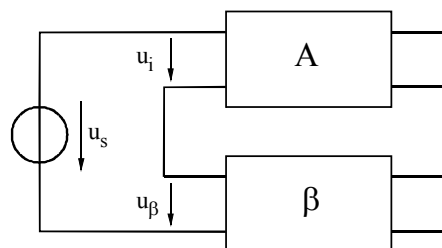


Figure 1-5 : Combinaison des tensions côté source

$$u_s = u_i + u_\beta$$

1.5

1.3.1.2.2 Combinaison des courants

La combinaison des courants à l'entrée s'effectue en connectant les deux quadripôles en parallèle du côté source.

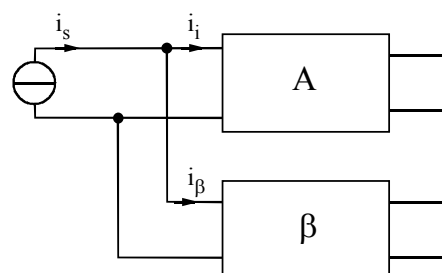


Figure 1-6 : Combinaison des courants côté source

$$i_s = i_i + i_\beta$$

1.6

1.3.2 Choix de la configuration en fonction du type d'amplificateur

Le choix de la configuration d'entrée et de la configuration de sortie de la boucle dépend des caractéristiques de l'amplificateur considéré. On peut distinguer quatre types d'amplificateurs idéaux :

1.3.2.1 Amplificateur idéal de tension

L'amplificateur idéal de tension effectue le transfert entre une tension d'entrée u_i et une tension de sortie u_o dont le rapport définit le gain de l'amplificateur :

$$A = A_v = \frac{u_o}{u_i} \quad 1.7$$

L'impédance d'entrée est infinie afin de ne pas perturber la tension délivrée par la source (impédance de sortie de la source non nulle) à laquelle l'amplificateur est connecté.

L'impédance de sortie est nulle, ce qui permet de garder une tension de sortie indépendante de la valeur du courant débité

1.3.2.2 Amplificateur idéal de courant

L'amplificateur idéal de courant effectue le transfert entre un courant d'entrée i_i et un courant de sortie i_o dont le rapport définit le gain de l'amplificateur :

$$A = A_i = \frac{i_o}{i_i} \quad 1.8$$

L'impédance d'entrée est nulle afin de laisser la totalité du courant délivré par la source à laquelle l'amplificateur est connecté.

L'impédance de sortie est infinie, ce qui correspond à la définition d'une source de courant idéale capable de débiter un courant indépendant de la tension apparaissant à ses bornes, c'est-à-dire indépendant de la valeur de l'impédance de la charge.

1.3.2.3 Amplificateur idéal à transconductance

L'amplificateur à transconductance idéal effectue le transfert entre une tension d'entrée u_i et un courant de sortie i_o dont le rapport définit le gain, ou encore la transconductance de l'amplificateur :

$$A = G_m = \frac{i_o}{u_i} \quad 1.9$$

L'impédance d'entrée et l'impédance de sortie sont infinies.

1.3.2.4 Amplificateur idéal à transrésistance

L'amplificateur à transrésistance idéal effectue le transfert entre un courant d'entrée i_i et une tension de sortie u_o dont le rapport définit le gain, ou encore la transrésistance de l'amplificateur :

$$A = R_m = \frac{u_o}{i_i} \quad 1.10$$

L'impédance d'entrée et l'impédance de sortie sont nulles.

1.3.2.5 Conclusions

En pratique, il n'existe pas d'amplificateur répondant parfaitement à la définition d'un amplificateur idéal. Toutefois, lorsqu'on applique une réaction négative appropriée à un amplificateur réel, il devient possible de lui faire approcher de très près les caractéristiques d'un amplificateur idéal.

1.3.3 Amplificateur de tension

Le signal utile de sortie est une tension. C'est donc la tension de sortie u_o qui sera échantillonnée à l'aide d'une connexion parallèle pour être introduite dans le réseau de réaction. Le signal utile d'entrée est une tension. C'est donc sur celle-ci que portera la réaction. La tension d'entrée est combinée à la tension issue du réseau de réaction grâce au choix d'une connexion série du côté source

Dans le cas de l'amplificateur de tension, la configuration de réaction retenue est donc du type série - parallèle

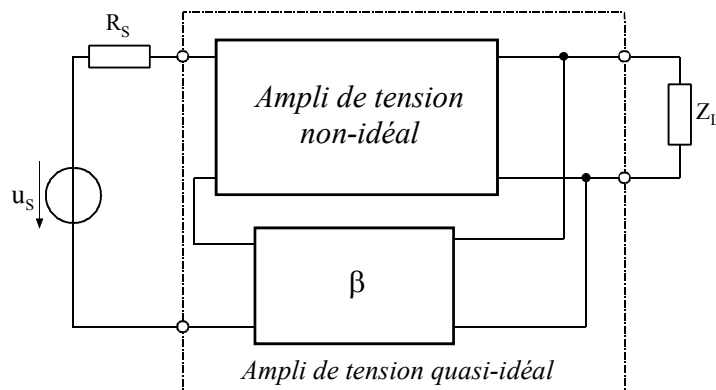


Figure 1-7 : Amplificateur de tension : réaction négative de type série - parallèle

1.3.4 Amplificateur de courant

Le signal utile de sortie est un courant. C'est donc le courant de sortie i_o qui sera échantillonné à l'aide d'une connexion série pour être introduit dans le réseau de réaction. Le signal utile d'entrée est un courant. C'est donc sur celui-ci que portera la réaction. Le courant d'entrée est combiné au courant issu du réseau de réaction grâce au choix d'une connexion parallèle du côté source

Dans le cas de l'amplificateur de courant, la configuration de réaction retenue est donc du type parallèle - série

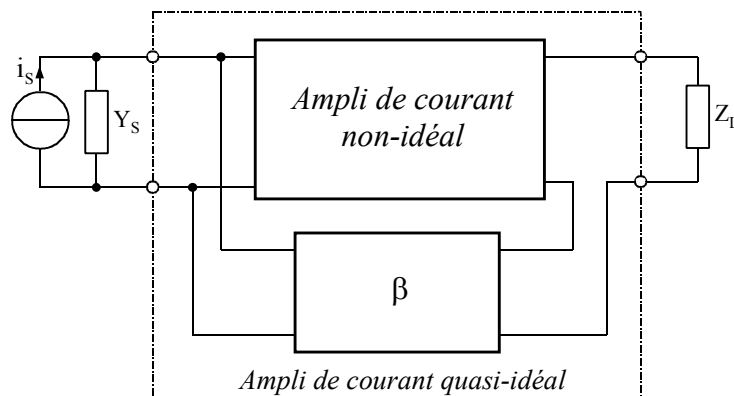


Figure 1-8 : Amplificateur de courant : réaction négative de type parallèle - série

1.3.5 Amplificateur à transconductance

Le signal utile de sortie est un courant. C'est donc le courant de sortie i_o qui sera échantillonné à l'aide d'une connexion série pour être introduit dans le réseau de réaction. Le signal utile d'entrée est une tension. C'est donc sur celle-ci que portera la réaction. La tension d'entrée est combinée à la tension issue du réseau de réaction grâce au choix d'une connexion série du côté source

Dans le cas de l'amplificateur à transconductance, la configuration de réaction retenue est donc du type série – série.

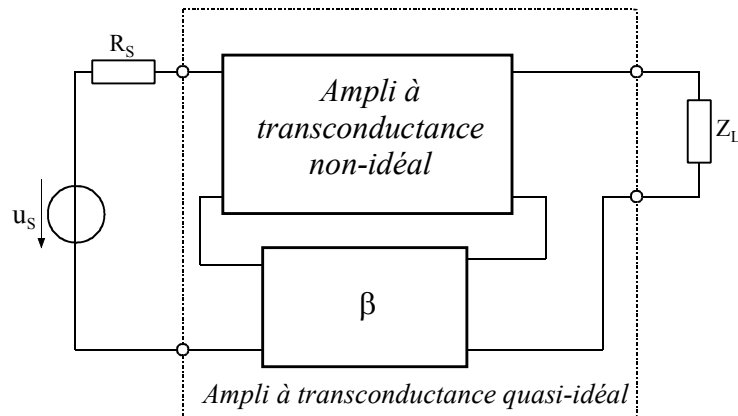


Figure 1-9 : Amplificateur à transconductance : réaction négative de type série - série

1.3.6 Amplificateur à transrétistance

Le signal utile de sortie est une tension. C'est donc la tension de sortie u_o qui sera échantillonnée à l'aide d'une connexion parallèle pour être introduite dans le réseau de réaction

Le signal utile d'entrée est un courant. C'est donc sur celui-ci que portera la réaction. Le courant d'entrée est combiné au courant issu du réseau de réaction grâce au choix d'une connexion parallèle du côté source

Dans le cas de l'amplificateur à transrétistance, la configuration de réaction retenue est donc du type parallèle – parallèle.

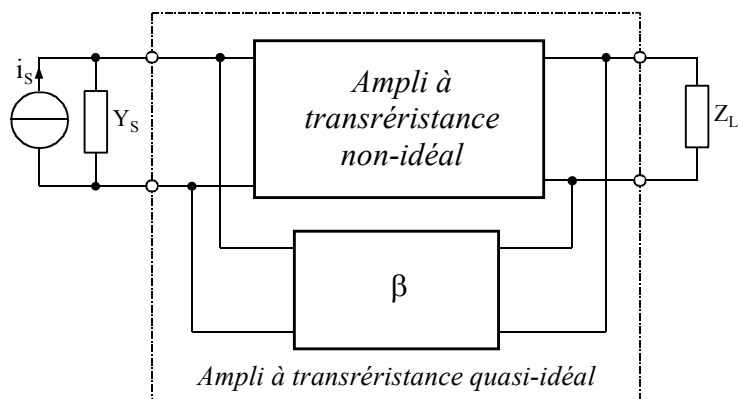


Figure 1-10 : Amplificateur à transrétistance : réaction négative de type parallèle - parallèle

1.4 PROPRIÉTÉS GÉNÉRALES DE LA RÉACTION NÉGATIVE

Dans cette section, nous étudierons les propriétés générales de la réaction négative, telles que la réduction du gain, sa précision, sa désensibilisation aux caractéristiques propres de l'amplificateur et l'élargissement de la bande passante.

1.4.1 Désensibilisation du gain aux variations des caractéristiques de l'amplificateur

A partir de la relation 1.3 définissant le gain en boucle fermée et en faisant l'hypothèse que la réaction β est constante, on peut écrire :

$$\frac{dA_F}{A_F} = \frac{1}{(1 + \beta \cdot A)^2} \quad 1.11$$

puis en combinant 1.3 avec 1.10, on a

$$\frac{dA_F}{A_F} = \frac{1}{1 + \beta \cdot A} \cdot \frac{dA}{A} \quad 1.12$$

La variation relative de A_F est donc $(1 + \beta A)$ fois plus faible que la variation relative de A . C'est pour cette raison que le taux de réaction $(1 + \beta A)$ s'appelle aussi le facteur de désensibilisation. On prendra comme exemple un amplificateur opérationnel de gain en tension (boucle ouverte) de 100'000 utilisé dans une boucle de réaction négative pour réaliser un amplificateur dont le gain en tension en boucle fermée est de $A_F = 100$. Dans ce cas,

$$\beta = \frac{A}{A_F} - 1 = \frac{100'000}{100} - 1 \quad 1.13$$

Si la valeur nominale du gain A varie de $\pm 20\%$, la variation relative du gain A_F sera de :

$$\frac{dA_F}{A_F} = \frac{1}{1 + \beta A} \cdot \frac{dA}{A} = \frac{1}{1 + 0.01 \cdot 100'000} \cdot (\pm 20\%) \cong \pm 0.02\% \quad 1.14$$

1.4.2 Réduction de la distorsion non-linéaire

La distorsion non-linéaire est provoquée par une caractéristique non-linéaire de l'amplificateur. La réduction de la distorsion non-linéaire est une conséquence directe de la désensibilisation du gain en boucle fermée par rapport au gain propre de l'amplificateur (boucle ouverte).

On considère, par exemple, un amplificateur de tension dont le gain vaut 10'000 pour une tension de sortie comprise entre -1V et 1V et qui décroît ensuite à 5000 pour une tension de sortie comprise entre -1V et -5V, respectivement comprise entre 1V et 5V. Cet amplificateur présente donc une forte distorsion puisque la pente de la caractéristique de tension varie d'un facteur 2.

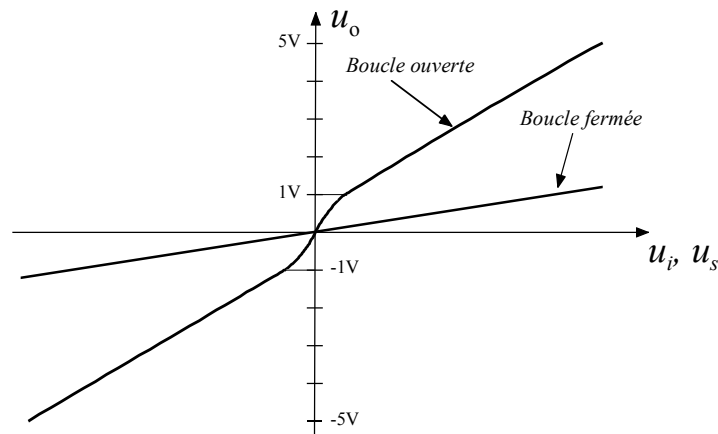


Figure 1-11 : Distorsion non-linéaire autour de zéro

Lorsque cet amplificateur est placé dans une boucle de réaction dont le β vaut $1/100$, on obtient :

pour $0V \leq |u_o| \leq 1V$

$$A_F = \frac{A}{1 + \beta \cdot A} = \frac{10'000}{1 + \frac{1}{100} \cdot 10'000} = 99.0$$

et pour $|u_o| > 1V$

$$A_F = \frac{A}{1 + \beta \cdot A} = \frac{5'000}{1 + \frac{1}{100} \cdot 5'000} = 98.0$$

La distorsion non-linéaire en boucle ouverte présente une variation relative de gain de 100% alors qu'en boucle fermée variation relative de gain n'est plus que de 1%.

1.4.3 Précision du gain

La fonction de transfert A_F est égale à celle du bloc de transfert direct A divisée par le taux de contre-réaction $(1 + \beta A)$. Pour un fort taux de contre-réaction, soit pour $(1 + \beta A) \gg 1$, on tend vers la valeur asymptotique :

$$A_F = \frac{1}{\beta} \tag{1.15}$$

Le circuit de réaction β étant généralement constitué d'un ou plusieurs éléments passifs stables et précis, par exemple des résistances, il est possible d'obtenir une valeur de β , donc de A_F très précise. Cette propriété est mise à profit pour réaliser des amplificateurs de haute précision.

1.4.4 Élargissement de la bande passante

Pour illustrer cette propriété, considérons que le bloc de transfert direct présente une fonction de transfert de type passe-bas du 1^{er} ordre de pulsation coupure inférieure ω_c (pulsation de coupure).

On a donc

$$\underline{A}(j\omega) = \frac{A_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_c}} \quad 1.16$$

Si on applique à ce bloc une contre-réaction β réelle, on obtient une réponse harmonique de la forme

$$\underline{A}_F(j\omega) = \frac{\underline{A}(j\omega)}{1 + \beta \cdot \underline{A}(j\omega)} = \frac{A_{0F}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_{Fc}}} \quad 1.17$$

avec

$$A_{0F}(j\omega) = \frac{A_0}{1 + \beta \cdot A_0} \quad \text{et} \quad \omega_{Fc} = \omega_c \cdot (1 + \beta \cdot A_0) \quad 1.18$$

on constate une diminution du gain en continu d'un facteur $1 + \beta A_0$ et une augmentation de la pulsation de coupure supérieure du même facteur

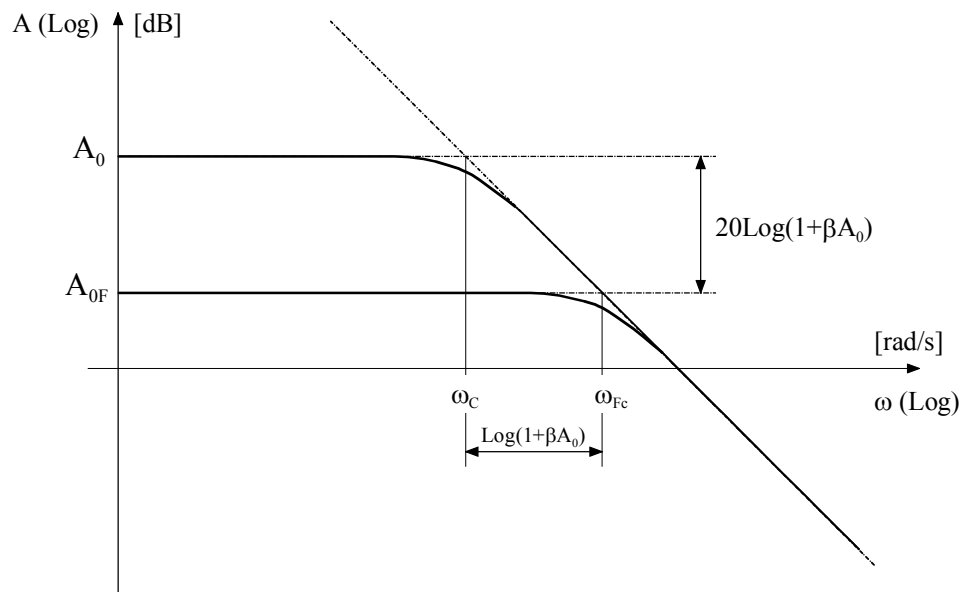


Figure 1-12 : Effet d'une contre-réaction sur un bloc de transfert passe-bas du 1^{er} ordre

Si l'on considère que le bloc de transfert direct présentant une fonction de transfert de type passe-haut du 1^{er} ordre de pulsation coupure inférieure ω_c (pulsation de coupure).

On a

$$\underline{A}(j\omega) = A_0 \frac{j \frac{\omega}{\omega_c}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_c}} \quad 1.19$$

Si on applique à ce bloc une contre-réaction β réelle, on obtient une réponse harmonique de la forme

$$\underline{A}_F(j\omega) = \frac{\underline{A}(j\omega)}{1 + \beta \cdot \underline{A}(j\omega)} = A_{F0} \cdot \frac{j \frac{\omega}{\omega_{Fc}}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_{Fc}}} \quad 1.20$$

avec

$$A_{F0}(j\omega) = \frac{A_0}{1 + \beta \cdot A_0} \quad \text{et} \quad \omega_{Fc} = \frac{\omega_c}{1 + \beta \cdot A_0} \quad 1.21$$

on constate une diminution du gain a fréquence élevée d'un facteur $1 + \beta A_0$ et une diminution de la pulsation de coupure inférieure du même facteur

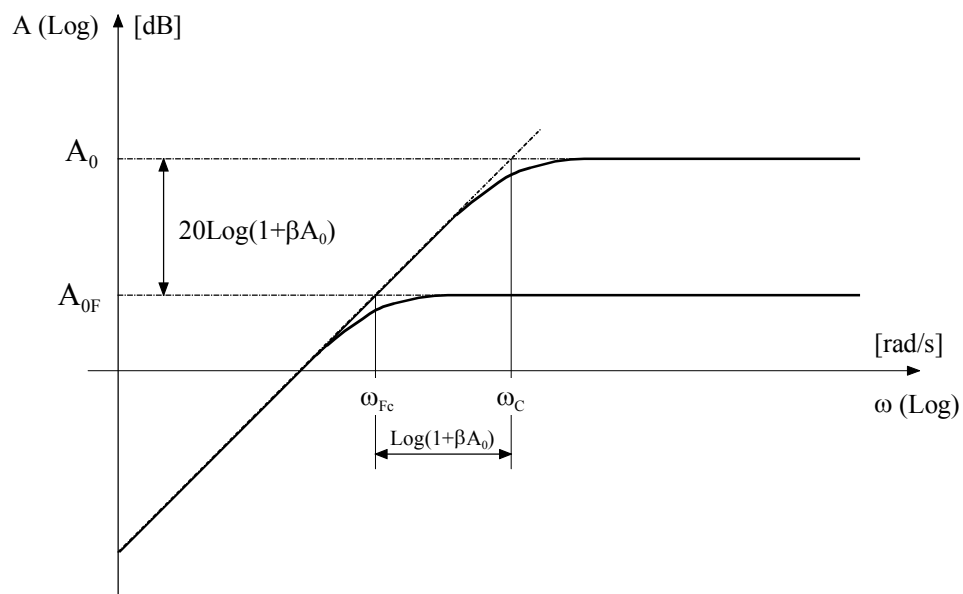


Figure 1-13 : Effet d'une contre-réaction sur un bloc de transfert passe-haut du 1^{er} ordre

1.5 LA RÉACTION NÉGATIVE IDÉALE

1.5.1 Définition du circuit à réaction idéal

L'étude préliminaire des propriétés des quatre montages fondamentaux de la réaction négative repose sur un certain nombre d'hypothèses permettant un traitement mathématique simplifié du problème et des lois qui en découle. Le fait d'aborder le problème de façon simplifiée dans un premier stade présente de nombreux avantages dont :

- la mise en évidence des paramètres importants.
- La compréhension aisée de l'aspect qualitatif des résultats, notamment du rôle spécifique et des performances de chacun des quatre montages.
- Le traitement limité à la théorie simplifiée est souvent suffisant dans une première approche des problèmes, notamment lors d'une étude de faisabilité ou d'un dimensionnement préliminaire d'un circuit.

Les hypothèses simplificatrices ont été énumérées aux sections 1.2 et 1.3. La synthèse de ces dernières est la suivante :

1. Le signal d'entrée est transmis vers la sortie uniquement au travers de l'amplificateur A.

2. Le signal de sortie est transmis vers l'entrée uniquement au travers du circuit de réaction β .
3. Le circuit de réaction β ne charge pas l'amplificateur A et ne modifie pas ses performances. En particulier, le gain de l'amplificateur A n'est pas affecté par la valeur de l'impédance présentée par le circuit β du côté charge, ni par la valeur de l'impédance présentée par β du côté source.
4. La valeur du facteur de transmission β du circuit de réaction n'est pas affectée par la valeur de la résistance de source R_s . La valeur idéale de la résistance de source répondant à cette condition dépend du type de configuration de l'entrée :
 - entrée à connexion série : la source d'entrée est une source de tension à impédance de sortie nulle ($R_s=0$),
 - entrée à connexion parallèle : la source d'entrée est une source de courant à impédance de sortie infinie ($R_s=\infty$).
5. La valeur du facteur de transmission β du circuit de réaction n'est pas affectée par la valeur de la résistance de charge R_L . La valeur idéale de la résistance de charge répondant à cette condition dépend du type de configuration de sortie :
 - sortie à connexion série : la charge de sortie a une impédance nulle ($R_L=0$),
 - sortie à connexion parallèle : la charge de sortie a une impédance infinie ($R_L=\infty$).

1.5.2 La réaction série - parallèle ou l'amplificateur de tension

1.5.2.1 Schéma de principe

La Figure 1-13 illustre le schéma de principe de la réaction série – parallèle

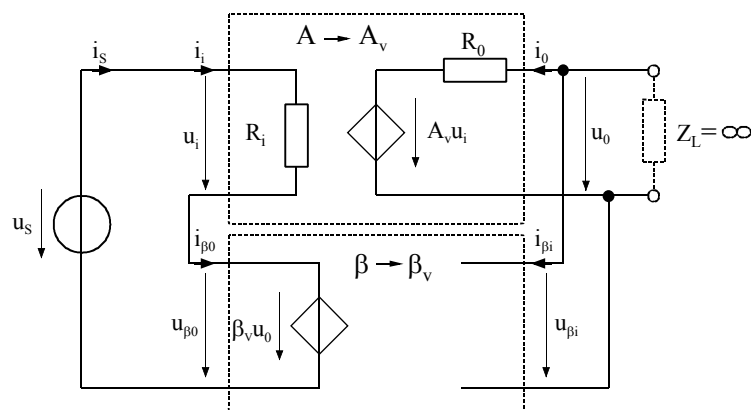


Figure 1-14 : La réaction série - parallèle : amplificateur de tension

1.5.2.2 Gains

Gain de l'amplificateur de tension

$$A = A_v = \frac{u_o}{u_i}$$

1.22

Gain du circuit de réaction

$$\beta = \beta_v = \frac{u_{\beta 0}}{u_{\beta i}} = \frac{u_{\beta 0}}{u_0} \quad 1.23$$

Gain de l'amplificateur de tension en boucle fermée

$$A_{FV} = \frac{u_o}{u_s} = \frac{A_v}{1 + \beta_v \cdot A_v} \quad 1.24$$

1.5.2.3 Impédance d'entrée

Lorsque la boucle de réaction négative est fermée (impédance de charge infinie), la résistance d'entrée R_{iF} vaut :

$$R_{iF} = \frac{u_s}{i_s} \quad 1.25$$

avec

$$u_s = u_i + u_{\beta 0} = u_i + \beta_v \cdot A_v \cdot u_i = (1 + \beta_v \cdot A_v) \cdot u_i \quad 1.26$$

et

$$i_s = \frac{u_i}{R_i} \quad 1.27$$

finalement, à l'aide des relations 1.24 à 1.26

$$R_{iF} = (1 + \beta_v \cdot A_v) \cdot R_i \quad 1.28$$

Dans un circuit intégrant une réaction négative avec une connexion d'entrée série, l'impédance d'entrée est multipliée par le taux de contre réaction $(1 + \beta A)$. Cette conclusion est générale puisque l'établissement de la relation 1.29 n'a pas fait usage du type d'échantillonnage réalisé à la sortie de l'amplificateur.

1.5.2.4 Impédance de sortie

La résistance de sortie est définie par le rapport entre la variation de la tension de sortie u_o correspondante au courant i_o (on a fait l'hypothèse que l'impédance d'entrée du circuit de réaction est infinie), pour une variation nulle de la source d'entrée ($u_s=0$)

$$R_{oF} = \frac{u_o}{i_o} \quad 1.29$$

avec

$$i_o = \frac{u_o - A \cdot u_i}{R_o} \quad 1.30$$

et sachant que $u_s = 0$ on a

$$u_i = -\beta_v \cdot u_o \quad 1.31$$

finalement, à l'aide des relations 1.29 à 1.31

$$R_{oF} = \frac{R_o}{(1 + \beta_v \cdot A_v)} \tag{1.32}$$

Dans un circuit intégrant une réaction négative avec une connexion (ou un échantillonnage) de sortie parallèle, l'impédance de sortie est divisée par le facteur $(1+\beta A)$. Cette conclusion est générale, puisque l'établissement de la relation 1.32 n'est pas basé sur le mode de combinaison des signaux d'entrée de l'amplificateur.

1.5.3 La réaction parallèle - série ou l'amplificateur de courant

1.5.3.1 Schéma de principe

La Figure 1-15 illustre le schéma de principe de la réaction parallèle – série

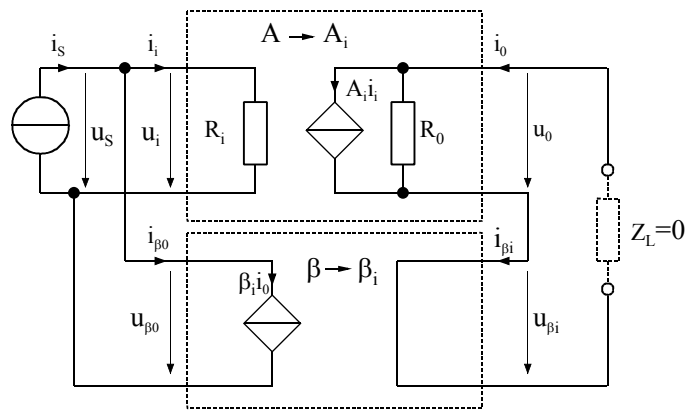


Figure 1-15 : La réaction parallèle - série : amplificateur de courant

1.5.3.2 Gains

Gain de l'amplificateur de courant

$$A = A_i = \frac{i_o}{i_i} \tag{1.33}$$

Gain du circuit de réaction

$$\beta = \beta_i = \frac{i_{\beta 0}}{i_{\beta i}} = \frac{i_{\beta 0}}{i_o} \tag{1.34}$$

Gain de l'amplificateur de courant en boucle fermée

$$A_{iF} = \frac{i_o}{i_s} = \frac{A_i}{1 + \beta_i \cdot A_i} \tag{1.35}$$

1.5.3.3 Impédance d'entrée

Lorsque la boucle de réaction négative est fermée (impédance de charge nulle), la résistance d'entrée R_{iF} vaut :

$$R_{iF} = \frac{u_s}{i_s} \tag{1.36}$$

avec

$$i_s = i_i + i_{\beta 0} = i_i + \beta_i \cdot A_i \cdot i_i = (1 + \beta_i \cdot A_i) \cdot i_i \quad 1.37$$

et

$$u_s = R_i \cdot i_i \quad 1.38$$

finalement, à l'aide des relations 1.36 à 1.38

$R_{iF} = \frac{R_i}{1 + \beta_i \cdot A_i} \quad 1.39$

Dans un circuit intégrant une réaction négative avec une connexion d'entrée parallèle, l'impédance d'entrée est divisée par le taux de contre réaction $(1+\beta A)$. Cette conclusion est générale puisque l'établissement de la relation 1.39 n'a pas fait usage du type d'échantillonnage réalisé à la sortie de l'amplificateur.

1.5.3.4 Impédance de sortie

La résistance de sortie est définie par le rapport entre la variation de la tension de sortie u_o correspondante au courant i_o (on a fait l'hypothèse que l'impédance d'entrée du circuit de réaction est infinie), pour une variation nulle de la source d'entrée ($i_s=0$)

$$R_{oF} = \frac{u_o}{i_o} \quad 1.40$$

avec

$$u_o = R_o \cdot (i_o - A_i \cdot i_i) \quad 1.41$$

et sachant que $i_s=0$ on a

$$i_i = -\beta_i \cdot i_o \quad 1.42$$

finalement, à l'aide des relations 1.39 à 1.42

$R_{oF} = (1 + \beta_i \cdot A_i) \cdot R_o \quad 1.43$

Dans un circuit intégrant une réaction négative avec une connexion (ou un échantillonnage) de sortie série, l'impédance de sortie est multipliée par le facteur $(1+\beta A)$. Cette conclusion est générale, puisque l'établissement de la 1.43 n'est pas basée sur le mode de combinaison des signaux d'entrée de l'amplificateur.

1.5.4 La réaction série - série ou l'amplificateur à transconductance

1.5.4.1 Schéma de principe

La Figure 1-16 illustre le schéma de principe de la réaction série – série

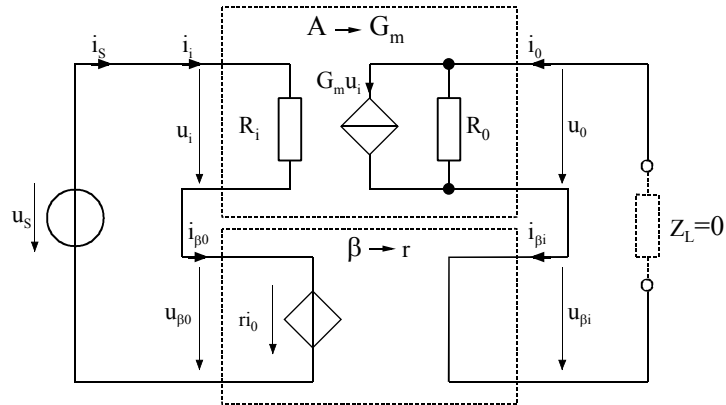


Figure 1-16 : La réaction série - série : amplificateur à transconductance

1.5.4.2 Gains

Gain de l'amplificateur à transconductance

$$A = G_m = \frac{i_o}{u_i} \tag{1.44}$$

Gain du circuit de réaction

$$\beta = r = \frac{u_{\beta 0}}{i_{\beta i}} = \frac{u_{\beta 0}}{i_o} \tag{1.45}$$

Gain de l'amplificateur à transconductance en boucle fermée

$G_{mF} = \frac{i_o}{u_s} = \frac{G_m}{1 + r \cdot G_m}$	1.46
--	------

1.5.4.3 Impédance d'entrée

Lorsque la boucle de réaction négative est fermée (impédance de charge nulle), la résistance d'entrée R_{iF} vaut :

$$R_{iF} = \frac{u_s}{i_s} \tag{1.47}$$

avec

$$u_s = u_i + u_{\beta 0} = u_i + r \cdot G_m \cdot u_i = (1 + r \cdot G_m) \cdot u_i \tag{1.48}$$

et

$$i_s = \frac{u_i}{R_i} \tag{1.49}$$

finalement, à l'aide des relations 1.47 à 1.49

$R_{iF} = (1 + r \cdot G_m) \cdot R_i$	1.50
--	------

1.5.4.4 Impédance de sortie

La résistance de sortie est définie par le rapport entre la variation de la tension de sortie u_o correspondante au courant i_o (on a fait l'hypothèse que l'impédance d'entrée du circuit de réaction est infinie), pour une variation nulle de la tension d'entrée ($u_s=0$)

$$R_{oF} = \frac{u_o}{i_o} \tag{1.51}$$

avec

$$u_o = R_o \cdot (i_o - G_m \cdot u_i) \tag{1.52}$$

et sachant que $u_s=0$ on a

$$u_i = -r \cdot i_o \tag{1.53}$$

finalement, à l'aide des relations 1.51 à 1.53

$R_{oF} = (1 + r \cdot G_m) \cdot R_o$	1.54
--	------

1.5.5 La réaction parallèle - parallèle ou l'amplificateur à transrésistance

1.5.5.1 Schéma de principe

La Figure 1-17 illustre le schéma de principe de la réaction parallèle – parallèle

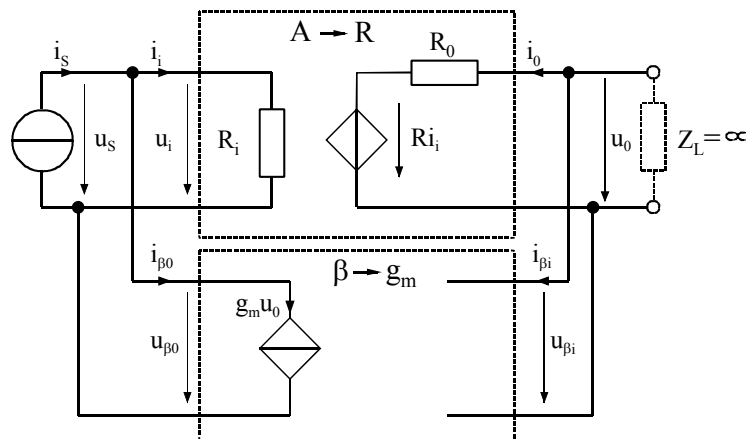


Figure 1-17 : La réaction parallèle - parallèle : amplificateur à transrésistance

1.5.5.2 Gains

Gain de l'amplificateur à transrésistance

$$A = R = \frac{u_o}{i_i} \tag{1.55}$$

Gain du circuit de réaction

$$\beta = g_m = \frac{i_{\beta 0}}{u_{\beta i}} = \frac{i_{\beta 0}}{u_o} \quad 1.56$$

Gain de l'amplificateur à transrésistance en boucle fermée

$$R = \frac{u_o}{i_s} = \frac{R}{1 + g_m \cdot R} \quad 1.57$$

1.5.5.3 Impédance d'entrée

Lorsque la boucle de réaction négative est fermée (impédance de charge infinie), la résistance d'entrée R_{iF} vaut :

$$R_{iF} = \frac{u_s}{i_s} \quad 1.58$$

avec

$$i_s = i_i + i_{\beta 0} = i_i + g_m \cdot R \cdot i_i = (1 + g_m \cdot R) \cdot i_i \quad 1.59$$

et

$$u_s = R_i \cdot i_i \quad 1.60$$

finalement, à l'aide des relations 1.58 à 1.60

$$R_{iF} = \frac{R_i}{1 + g_m \cdot R} \quad 1.61$$

1.5.5.4 Impédance de sortie

La résistance de sortie est définie par le rapport entre la variation de la tension de sortie u_o correspondante au courant i_o (on a fait l'hypothèse que l'impédance d'entrée du circuit de réaction est infinie), pour une variation nulle de la tension d'entrée ($u_s=0$)

$$R_{oF} = \frac{u_o}{i_o} \quad 1.62$$

avec

$$i_o = \frac{u_o - R \cdot i_i}{R_o} \quad 1.63$$

et sachant que $i_s = 0$ on a

$$i_i = -g_m \cdot u_o \quad 1.64$$

finalement, à l'aide des relations 1.62 à 1.64

$$R_{oF} = \frac{R_o}{(1 + g_m \cdot R)} \quad 1.65$$

1.5.6 Synthèse des résultats obtenus

L'étude simplifiée des quatre montages fondamentaux de réaction négative permet de tirer les conclusions qualitatives suivantes :

1. la réaction négative permet de transformer un amplificateur imparfait en un amplificateur extrêmement proche de l'amplificateur idéal.
2. Le facteur important est le taux de réaction $(1+\beta A)$. C'est par ce facteur que le gain de l'amplificateur original est divisé, mais c'est également par ce facteur que sont multipliées ou divisées les impédances d'entrée ou de sortie de l'amplificateur.
3. Une connexion parallèle du circuit de réaction a pour effet de réduire l'impédance, tandis qu'une connexion série a pour effet de l'augmenter.

Impédance en boucle fermée	
– Entrée série :	$R_{iF} = (1 + \beta \cdot A) \cdot R_i$
– Entrée parallèle :	$R_{iF} = \frac{R_i}{1 + \beta \cdot A}$
– Sortie série :	$R_{oF} = (1 + \beta \cdot A) \cdot R_o$
– Sortie parallèle :	$R_{oF} = \frac{R_o}{1 + \beta \cdot A}$
Gain en boucle fermée :	
	$A_F = \frac{A}{1 + \beta \cdot A}$

1.5.7 Détermination du type de réaction négative

Le type de réaction négative utilisé dans un circuit (série – parallèle, parallèle – série, série – série, parallèle – parallèle) se détermine selon la procédure suivante :

1. Test de l'entrée

- 1.1 Si l'ouverture du circuit d'entrée (du point de vue des petits signaux) provoque l'annulation du signal de sortie, la connexion d'entrée est de type série.
Ouvrir l'entrée du circuit revient, du point de vue des petits signaux variables, à l'alimenter par une source de courant continu.
- 1.2 Si un court-circuit appliqué à l'entrée (du point de vue des petits signaux) provoque l'annulation du signal de sortie, la connexion d'entrée est de type parallèle.
Court-circuiter l'entrée du circuit revient, du point de vue des petits signaux variables, à fixer son potentiel à l'aide d'une source de tension continue.

2. Test de la sortie

- 2.1 Si l'ouverture du circuit de sortie (du point de vue des petits signaux) provoque l'annulation de la réaction négative, la connexion de sortie est de type série.
Ouvrir la sortie du circuit revient souvent, du point de vue des petits signaux variables, à polariser l'étage de sortie à l'aide d'une source de courant continu.
- 2.2 Si un court-circuit appliqué à la sortie (du point de vue des petits signaux) provoque l'annulation de la réaction négative, la connexion de sortie est de type parallèle.
Court-circuiter la sortie du circuit revient souvent, du point de vue des petits signaux variables, à polariser l'étage de sortie à l'aide d'une source de tension continue.

1.6 RÉACTION NÉGATIVE NON-IDÉALE

1.6.1 Généralités

Les cinq points exposés précédemment qui définissent la réaction négative idéale ne sont pas réalistes. Dans la pratique, on rapporte souvent les structures à étudiés au cas idéal en se basant sur des hypothèses simplificatrices plus ou moins justifiées. Une telle approche n'est pas toujours satisfaisante. En effet pour mémoire on rappelle que les hypothèses simplificatrices sont :

1. Amplificateur A unidirectionnel (de l'entrée vers la sortie).
2. Circuit de réaction β unidirectionnel (de la sortie vers l'entrée).
3. L'entrée et la sortie de l'amplificateur ne sont pas chargées par des impédances aux accès du quadripôle de réaction β .
4. L'impédance interne R_s de la source d'entrée à une valeur idéale.
 - entrée à connexion série, la source d'entrée est une source de tension à impédance interne nulle ($R_s=0$).
 - entrée à connexion parallèle la source d'entrée est une source de courant à impédance interne infinie ($R_s=\infty$).
5. L'impédance R_L de la charge de sortie a une valeur idéale, afin de ne pas influencer le taux de réaction :
 - sortie à connexion série : la charge de sortie a une impédance nulle ($R_L=0$).
 - sortie à connexion parallèle : la charge de sortie a une impédance infinie ($R_L=\infty$).

Dans le cas "non-idéal" ou "réel" les conditions 3, 4 et 5 ne sont plus vérifiées. Par contre la condition 1 peut toujours être considérée comme vraie. En effet :

- tout amplificateur présente généralement un gain inverse totalement négligeable

La condition 2 est généralement vérifiée. Cette affirmation sera démontrée par un exemple

- le gain inverse du quadripôle passif de réaction est totalement négligeable vis à vis du gain direct du quadripôle actif avec lequel il se trouve en parallèle.

Au paragraphe 1.6.2 on traitera en détail le cas de la configuration série – parallèle. Les autres configurations peuvent être déduites de ce cas.

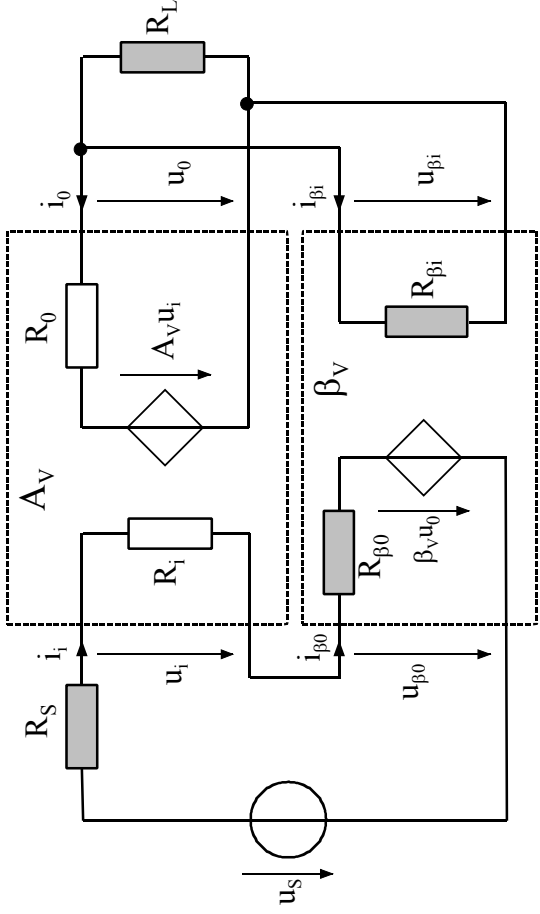
1.6.2 Exemple : Transformation d'une configuration réelle

Le but de ce paragraphe est de démontrer qu'il est possible, par une suite de transformation, de ramener une configuration quelconque non-idéale en une configuration idéale telle que décrite à la section 1.5.

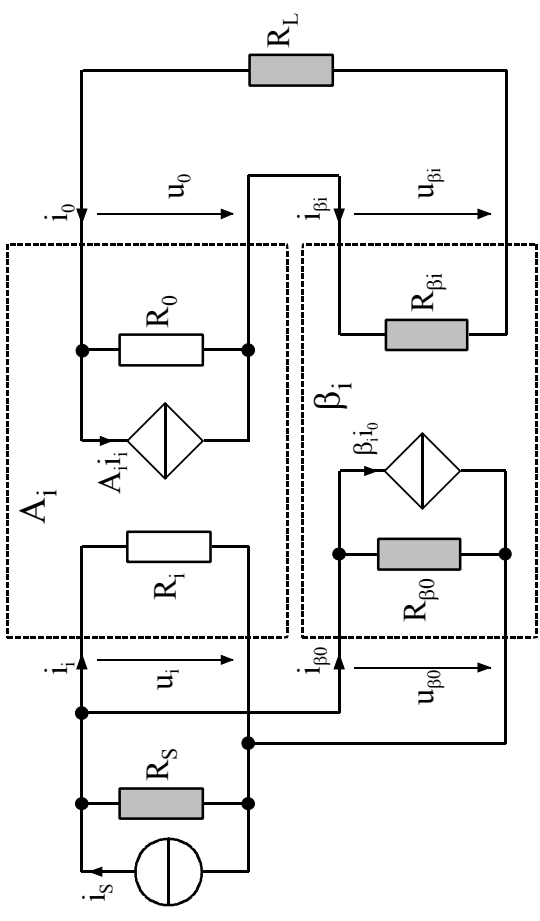
1.6.2.1 Schéma de base

On se place ici dans les cas d'une réaction série – parallèle et parallèle série parallèle – parallèle et série – série non-idéale. Cela signifie principalement que les effets engendrés par l'impédance de charge et les impédances aux accès du quadripôle β ne sont pas négligeables.

Amplificateur de tension
(configuration série – parallèle)



Amplificateur de courant
(configuration parallèle – série)



Réaction négative idéale (définition)

$$\left. \begin{aligned} R_S &= 0 \\ R_{\beta 0} &= 0 \\ R_{\beta i} &= \infty \\ R_L &= \infty \end{aligned} \right\}$$

R_i se détermine en annulant la source de tension commandée $\beta_V u_0$
 \Rightarrow **Court-circuit de la sortie**
 R_0 se détermine en annulant la source de tension commandée $A_V u_i$
 \Rightarrow **Ouverture de l'entrée**

$$\left. \begin{aligned} R_S &= \infty \\ R_{\beta 0} &= \infty \\ R_{\beta i} &= 0 \\ R_L &= 0 \end{aligned} \right\}$$

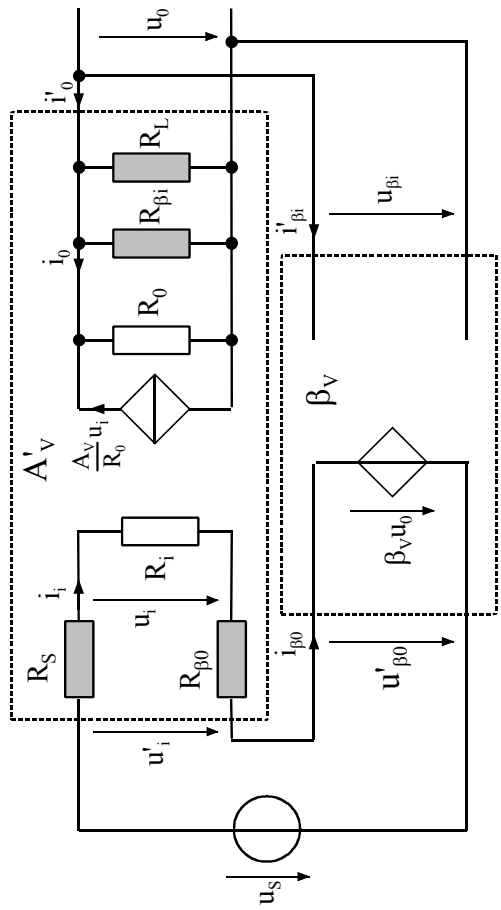
R_i se détermine en annulant la source de courant commandée $\beta_I i_0$
 \Rightarrow **Ouverture de la sortie**
 R_0 se détermine en annulant la source de courant commandée $A_I i_i$
 \Rightarrow **Court-circuit de l'entrée**

$$\begin{aligned} A_{iF} &= \frac{A_i}{1 + \beta_i A_i} \\ R_{iF} &= \frac{R_i}{1 + \beta_i A_i} \\ R_{0F} &= (1 + \beta_i A_i) R_0 \end{aligned}$$

Amplificateur de tension
(configuration série – parallèle)

Amplificateur de courant
(configuration parallèle – série)

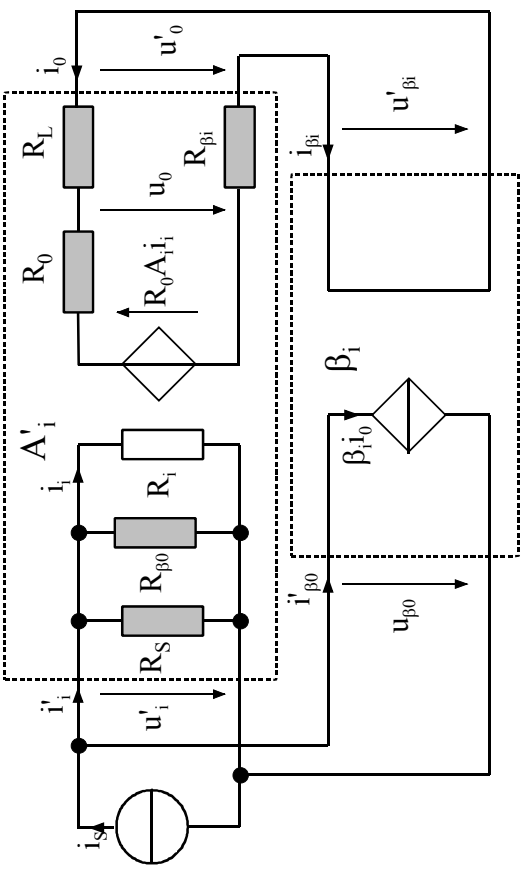
Réaction négative non idéale ramenée au cas idéal



$$R'_i = R_S + R_i + R_{\beta 0}$$

$$R'_0 = R_L // R_0 // R_{\beta i}$$

$$u_i = \frac{R_i}{R'_i} u_i$$

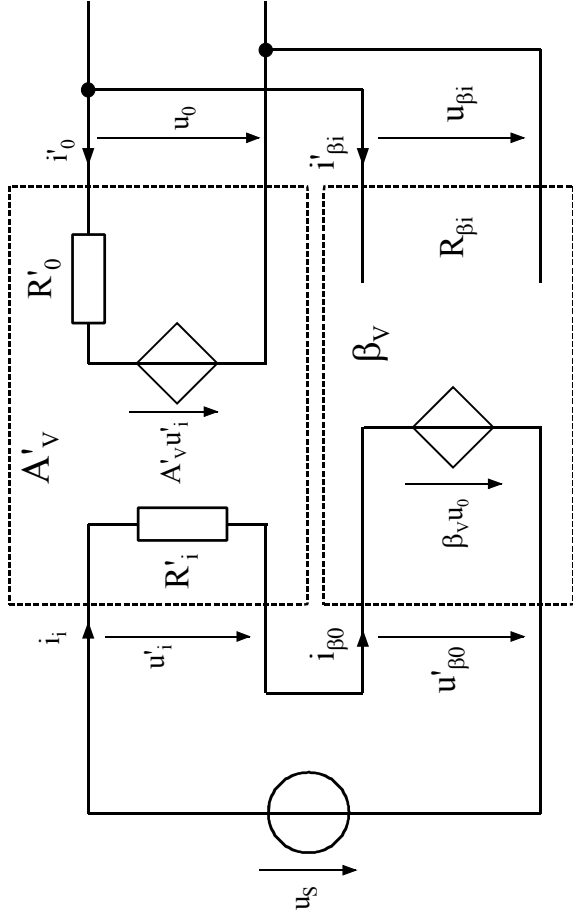


$$R'_i = R_S // R_i // R_{\beta 0}$$

$$R'_0 = R_L + R_0 + R_{\beta i}$$

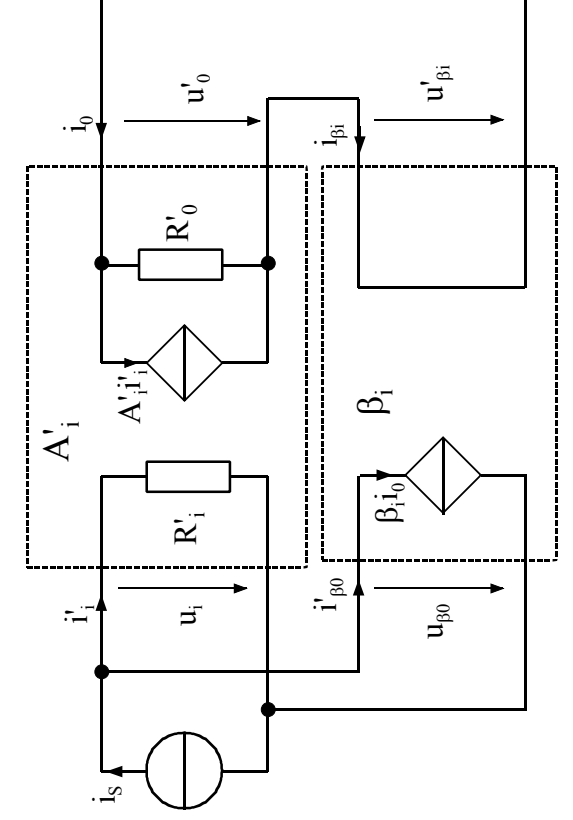
$$i_i = -\frac{R'_i}{R_i} i_i$$

Amplificateur de tension
(configuration série – parallèle)



avec : $A'_v = \frac{R_i R'_0}{R_i R_0} A_v$ $R'_i > R_i, R'_0 < R_0 \Rightarrow A'_v < A_v$

Amplificateur de courant
(configuration parallèle – série)



avec : $A'_i = \frac{R'_i R_0}{R_i R'_0} A_i$ $R'_i < R_i, R'_0 > R_0 \Rightarrow A'_i < A_i$

En boucle fermée

$$A_{vF} = \frac{A'_v}{1 + \beta_v A'_v}$$

$$R'_{iF} = (1 + \beta_v A'_v) R'_i$$

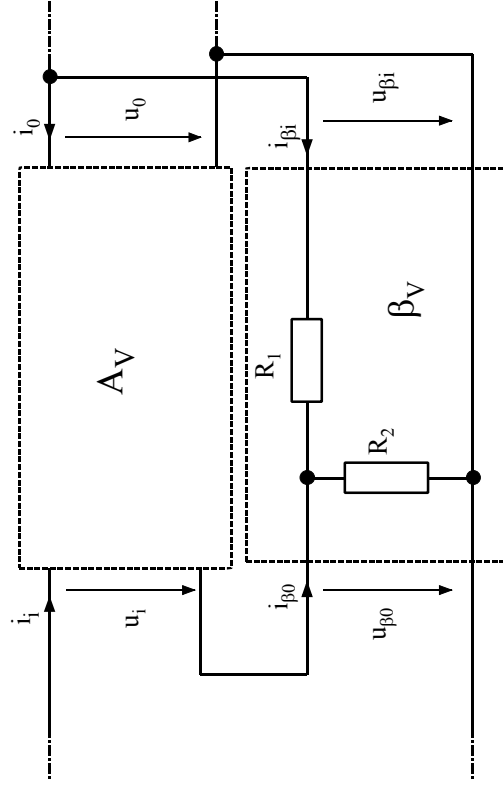
$$R'_{0F} = \frac{R'_0}{1 + \beta_v A'_v}$$

$$A_{iF} = \frac{A'_i}{1 + \beta_i A'_i}$$

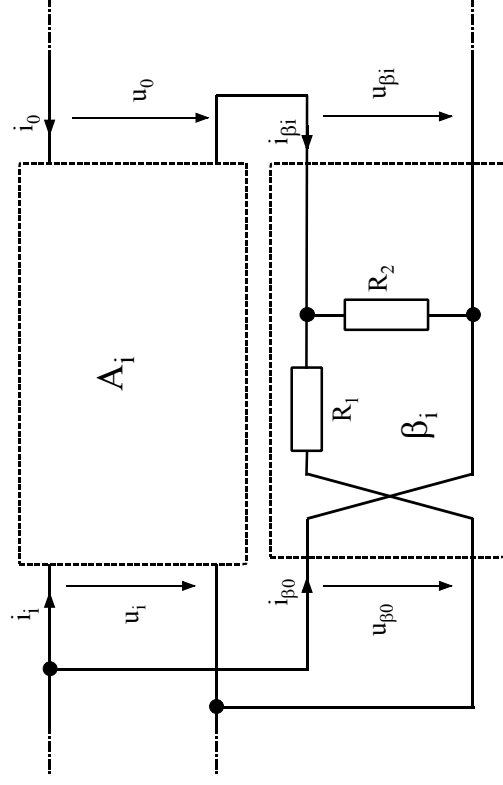
$$R'_{iF} = \frac{R'_i}{1 + \beta_i A'_i}$$

$$R'_{0F} = (1 + \beta_i A'_i) R'_0$$

Quadrupôle de réaction passif

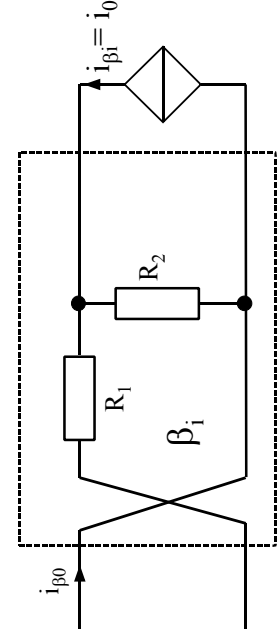
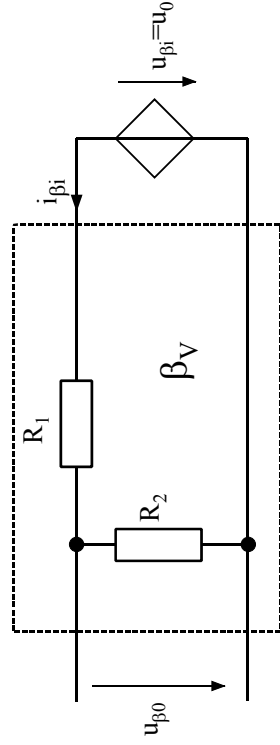


Remarques : $u_{\beta i} = u_0$: tension de sortie
 $i_{\beta 0} = i_i$: courant d'entrée

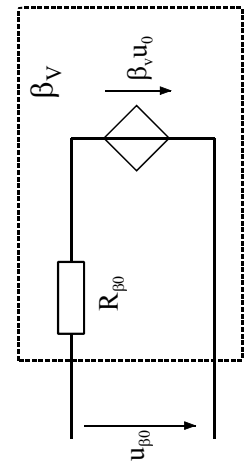


Remarques : $i_{\beta i} = i_0$: courant de sortie
 $u_{\beta 0} = u_i$: tension d'entrée

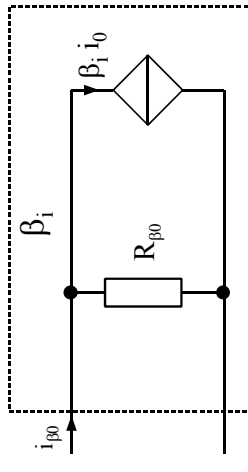
Circuit de réaction



Après transformation

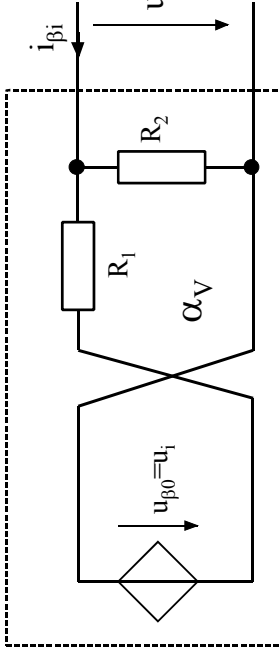
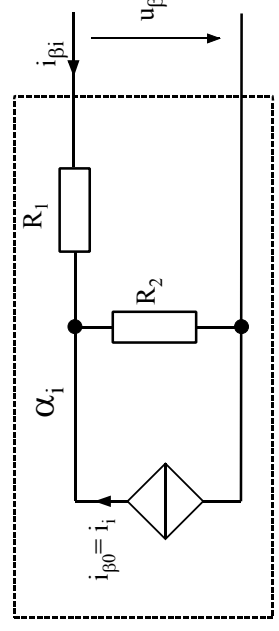


$$\left\{ \begin{aligned} \beta_V &= \frac{u_{\beta 0}}{u_{\beta i}} = \frac{u_{\beta 0}}{u_0} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \\ R_{\beta 0} &= R_1 // R_2 \end{aligned} \right.$$

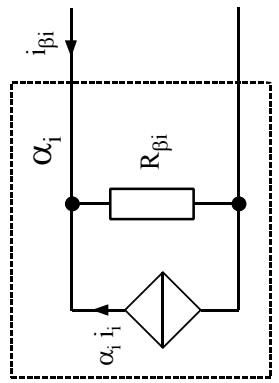


$$\left\{ \begin{aligned} \beta_i &= \frac{i_{\beta 0}}{i_{\beta i}} = \frac{i_{\beta 0}}{i_0} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \\ R_{\beta 0} &= R_1 + R_2 \end{aligned} \right.$$

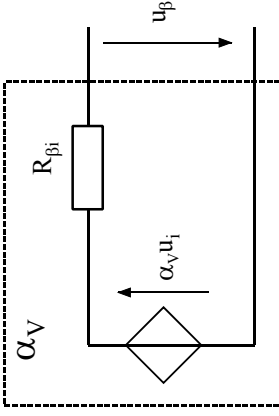
Circuit de rétroaction



Après transformation

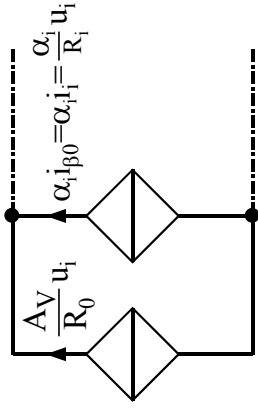


$$\left\{ \begin{aligned} \alpha_i &= \frac{i_{\beta i}}{i_{\beta 0}} = \frac{i_{\beta i}}{i_i} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \\ R_{\beta i} &= R_1 + R_2 \end{aligned} \right.$$



$$\left\{ \begin{aligned} \alpha_V &= \frac{u_{\beta i}}{u_{\beta 0}} = \frac{u_{\beta i}}{u_i} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \\ R_{\beta i} &= \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \end{aligned} \right.$$

La source de courant du circuit de rétroaction se trouve en // avec la source de courant $\frac{A_V}{R_0} u_i$ de l'amplificateur de tension

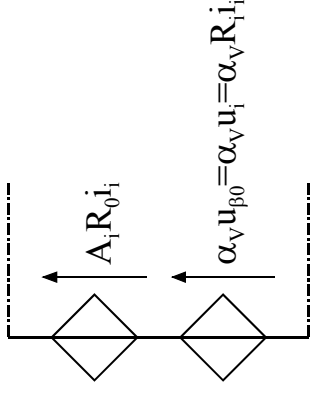


Hypothèse :

$$\left. \begin{array}{l} A_V \gg \alpha_i \\ R_i \gg R_0 \end{array} \right\} \frac{A_V}{R_0} + \frac{\alpha_i}{R_i} \cong \frac{A_V}{R_0} \Rightarrow$$

rétroaction du circuit de réaction négligeable.

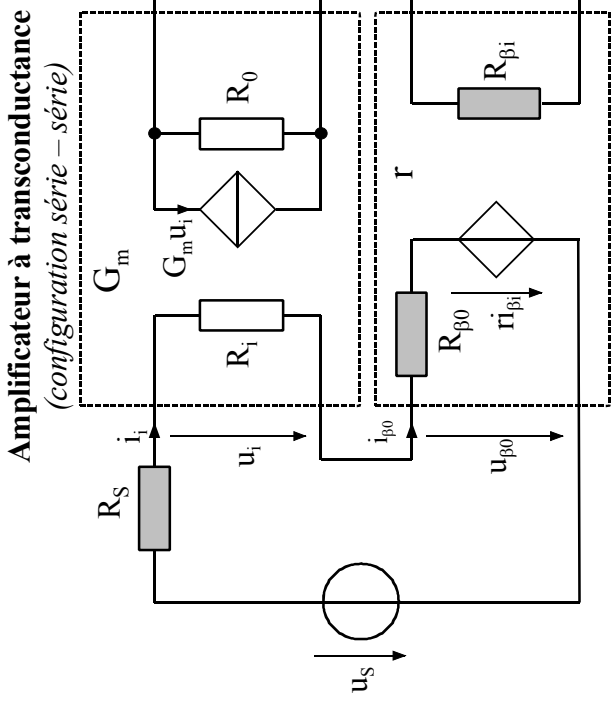
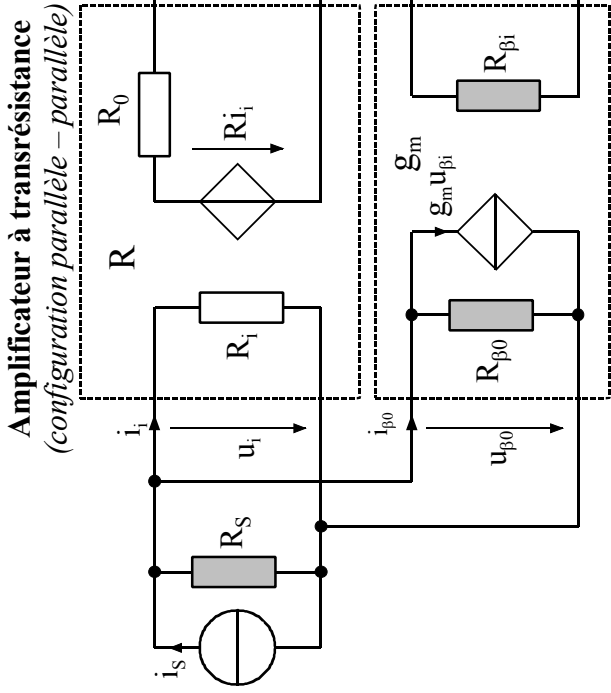
La source de tension du circuit de rétroaction se trouve en série avec la source de tension $A_i R_0 i_i$ de l'amplificateur de courant



Hypothèse :

$$\left. \begin{array}{l} A_i \gg \alpha_V \\ R_0 \gg R_i \end{array} \right\} R_0 A_i + R_i \alpha_i \cong R_0 A_i \Rightarrow$$

rétroaction du circuit de réaction négligeable.



Réaction négative idéale (définition)

$$\left. \begin{aligned} R_S &= \infty \\ R_{\beta 0} &= \infty \\ R_{\beta i} &= \infty \\ R_L &= \infty \end{aligned} \right\}$$

R_i se détermine en annulant la source de courant commandée $g_m u_{\beta i}$
 \Rightarrow **Court-circuit de la sortie**
 R_0 se détermine en annulant la source de tension commandée $R_i i_i$
 \Rightarrow **Court-circuit de l'entrée**

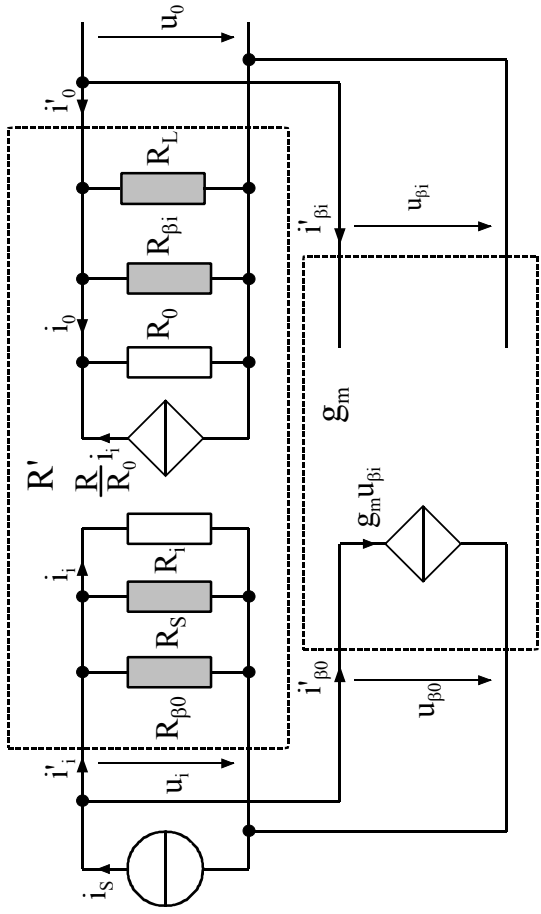
$$\left. \begin{aligned} R_S &= 0 \\ R_{\beta 0} &= 0 \\ R_{\beta i} &= 0 \\ R_L &= 0 \end{aligned} \right\}$$

$$\begin{aligned} G_{mf} &= \frac{G_m}{1 + rG_m} \\ R_{if} &= (1 + rG_m)R_i \\ R_{of} &= (1 + rG_m)R_0 \end{aligned}$$

R_i se détermine en annulant la source de courant commandée βi_o
 \Rightarrow **Ouverture de la sortie**
 R_0 se détermine en annulant la source de courant commandée $A_{\beta i} i_i$
 \Rightarrow **Ouverture de l'entrée**

Amplificateur à transrésistance
(configuration parallèle – parallèle)

Réaction négative non idéale ramenée au cas idéal

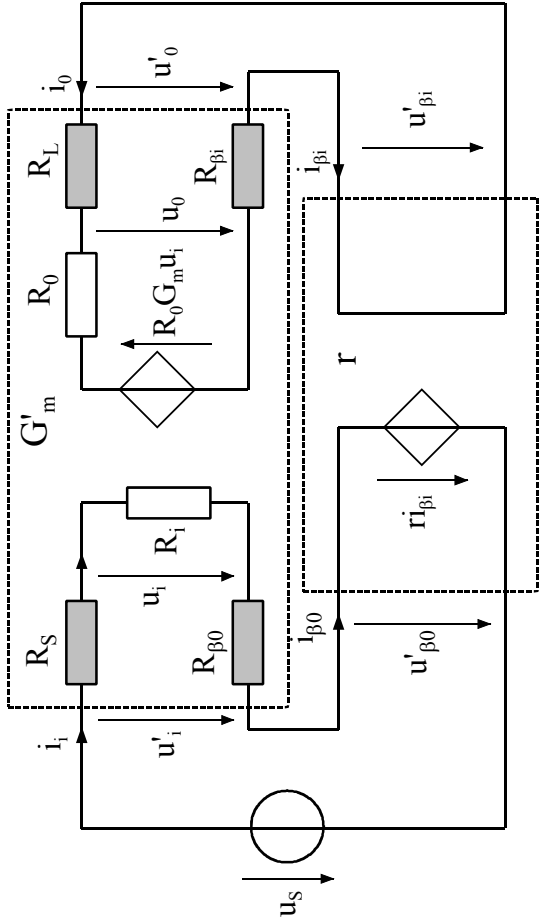


$$R'_i = R_S // R_i // R_{\beta 0}$$

$$R'_0 = R_L // R_0 // R_{\beta i}$$

$$i_i = \frac{R'_i}{R_i} i'_i$$

Amplificateur à transconductance
(configuration série – série)

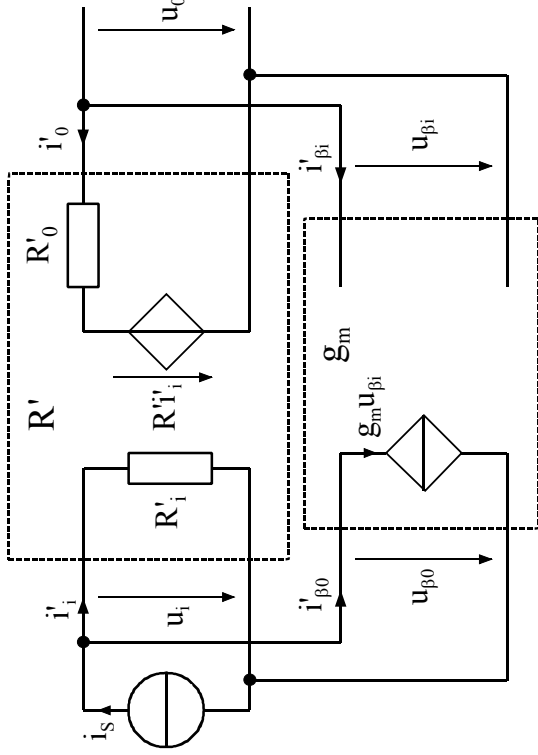


$$R'_i = R_S + R_i + R_{\beta 0}$$

$$R'_0 = R_L + R_0 + R_{\beta i}$$

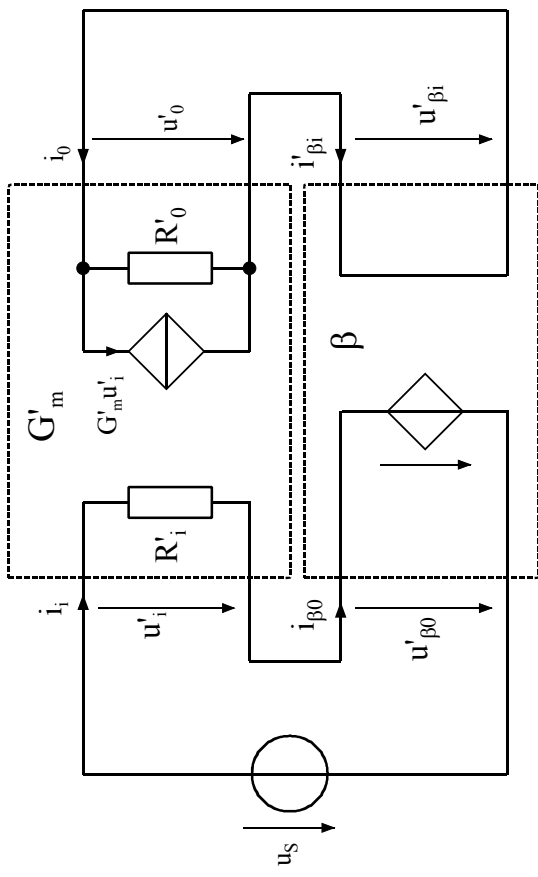
$$u_i = \frac{R_i}{R'_i} u'_i$$

Amplificateur à transrésistance
(configuration parallèle – parallèle)



avec : $R' = \frac{R'_i R'_0}{R'_i R'_0} R$ $R'_i < R_i$, $R'_0 < R_0 \Rightarrow R' < R$

Amplificateur   transconductance
(configuration série – série)



avec : $G'_m = \frac{R_i R_0}{R'_i R'_0} A_i$ $R'_i > R_i$, $R'_0 > R_0 \Rightarrow G'_m < G_m$

En boucle fermée

$$R_F = \frac{R'}{1 + g_m R'}$$

$$R'_{iF} = \frac{R'_i}{1 + g_m R'}$$

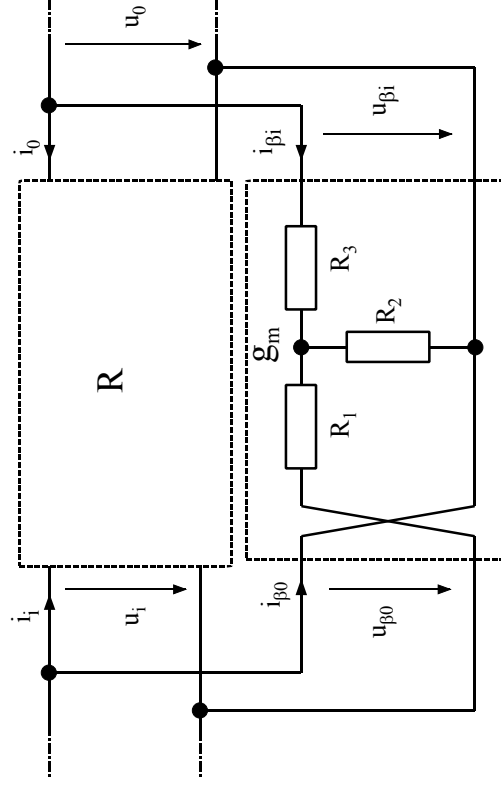
$$R'_{0F} = \frac{R'_0}{1 + g_m R'}$$

$$G_F = (1 + r G'_m) G'_m$$

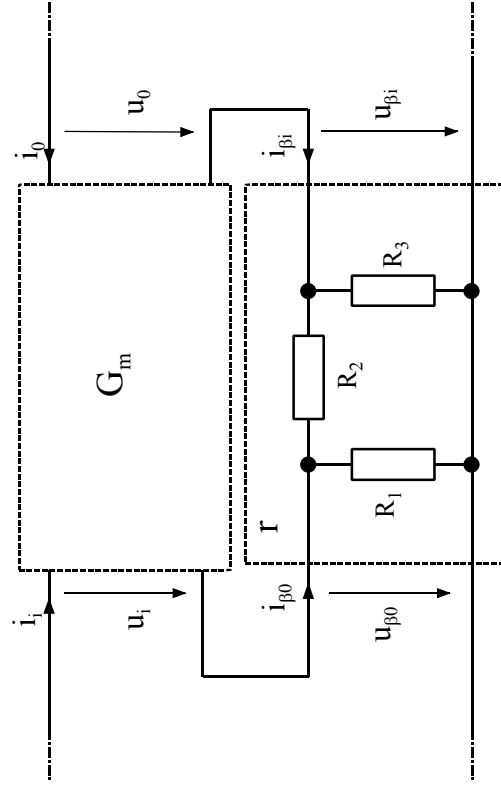
$$R'_{iF} = (1 + r G'_m) R'_i$$

$$R'_{0F} = (1 + r G'_m) R'_0$$

Quadrupôle de réaction passif

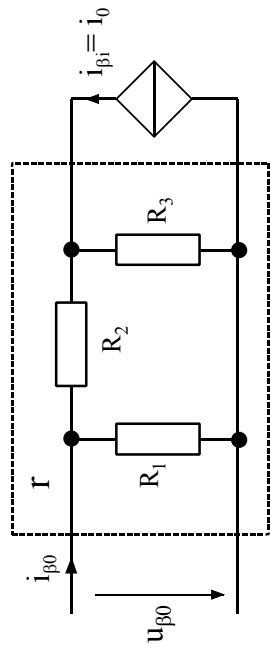
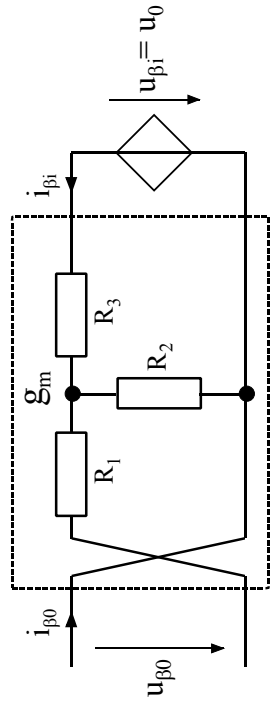


Remarques : $u_{\beta i} = u_0$: tension de sortie
 $u_{\beta 0} = u_i$: tension d'entrée

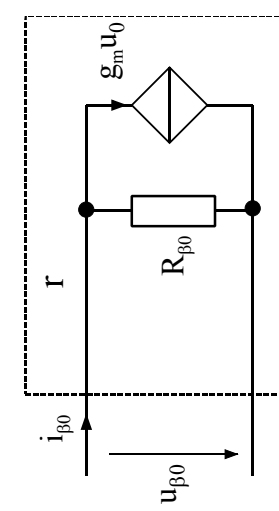


Remarques : $i_{\beta i} = i_0$: courant de sortie
 $i_{\beta 0} = i_i$: courant d'entrée

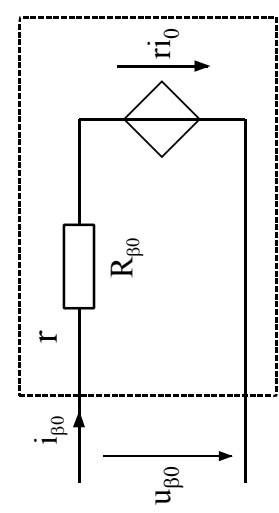
Circuit de réaction



Après transformation

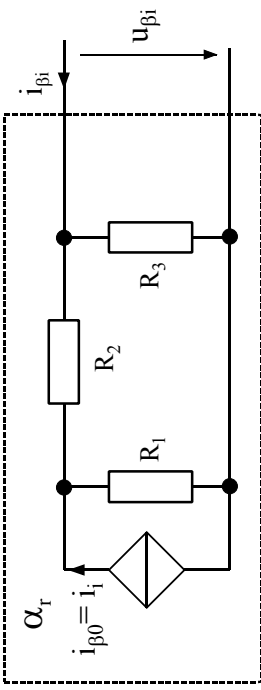
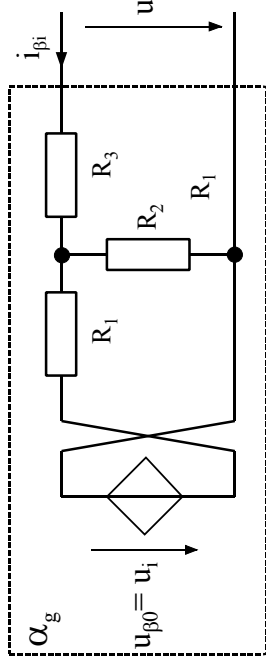


$$\left\{ \begin{aligned} g_m &= \frac{i_{\beta 0}}{u_{\beta 0}} = \frac{i_{\beta 0}}{u_0} \\ &= \frac{R_2}{R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3} \\ R_{\beta 0} &= R_1 + \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3} \end{aligned} \right.$$

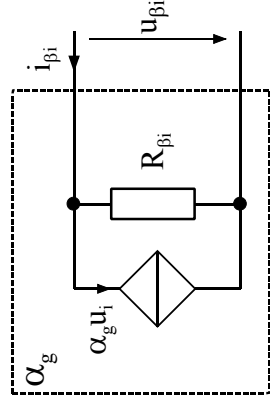


$$\left\{ \begin{aligned} r &= \frac{u_{\beta 0}}{i_{\beta 0}} = \frac{u_{\beta 0}}{i_0} = \frac{R_1 R_3}{R_1 + R_2 + R_3} \\ R_{\beta 0} &= \frac{R_1(R_2 + R_3)}{R_1 + R_2 + R_3} \end{aligned} \right.$$

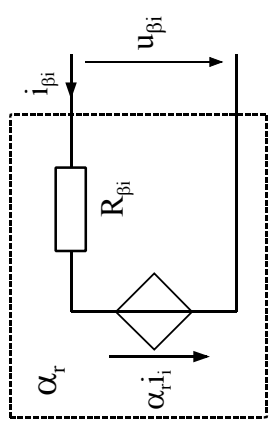
Circuit de rétroaction



Après transformation

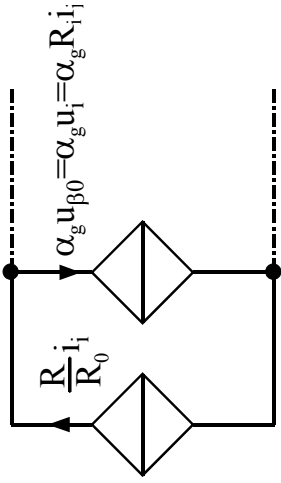


$$\left\{ \begin{aligned} \alpha_g &= \frac{i_{\beta i}}{u_{\beta 0}} = \frac{i_{\beta i}}{u_i} \\ &= \frac{R_2}{R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3} \\ R_{\beta i} &= R_3 + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \end{aligned} \right.$$



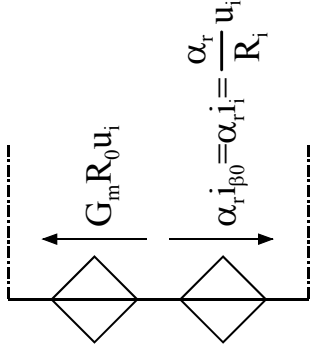
$$\left\{ \begin{aligned} \alpha_r &= \frac{u_{\beta i}}{i_{\beta 0}} = \frac{u_{\beta i}}{i_i} = \frac{R_1 R_3}{R_1 + R_2 + R_3} \\ R_{\beta i} &= \frac{R_3(R_1 + R_2)}{R_1 + R_2 + R_3} \end{aligned} \right.$$

La source de courant $\frac{R}{R_0}i_i$ de l'amplificateur à transrésistance se trouve en // avec la source de tension $G_m R_0 u_i$ de l'amplificateur de transconductance



Hypothèse : $\left. \begin{matrix} R >> R_i \alpha_g \\ R >> R_0 \end{matrix} \right\} \frac{R}{R_0} - R_i \alpha_g \cong \frac{R}{R_0} \Rightarrow$ Rétroaction du circuit de réaction négligeable

La source de tension $G_m R_0 u_i$ de l'amplificateur de transconductance se trouve en série avec la source de tension $\alpha_r i_i$ de l'amplificateur de transrésistance



Hypothèse : $\left. \begin{matrix} \alpha_r >> \frac{\alpha_r}{R_i} \\ G_m R_0 >> \frac{\alpha_r}{R_i} \end{matrix} \right\} G_m R_0 - \frac{\alpha_r}{R_i} \cong G_m R_0 \Rightarrow$ Rétroaction du circuit de réaction négligeable.

1.6.3 Détermination des caractéristiques du circuit bouclé

1.6.3.1 Configuration série - parallèle

A partir du calcul des paramètres en boucle ouverte:, soit

L'amplification de tension modifiée	: A'_V
La résistance d'entrée du quadripôle amplificateur modifié	: R'_i
La résistance de sortie du quadripôle amplificateur modifié	: R'_o
Gain du quadripôle de réaction	: β_V

on peut déterminer les grandeurs suivantes

Taux de réaction	: $T = 1 + \beta_V \cdot A'_V$
Gain du système en boucle fermée	: $A'_F = A'_{vF} = \frac{A'_V}{1 + \beta_V \cdot A'_V}$
La résistance d'entrée du système en boucle fermée	: $R'_{iF} = R'_i \cdot (1 + \beta_V \cdot A'_V)$
La résistance de sortie du système en boucle fermée	: $R'_{oF} = \frac{R'_o}{1 + \beta_V \cdot A'_V}$

Puis calculer les vraies valeurs des impédances d'entrée et de sortie du système bouclé par élimination de l'influence de l'impédance de source R_s et de la charge R_L .

$$R'_{oF} = R_{oF} // R_L \quad \Rightarrow \quad \frac{1}{R_{oF}} = \frac{1}{R'_{oF}} - \frac{1}{R_L}$$

$$R'_{iF} = R_{iF} + R_s \quad \Rightarrow \quad R_{iF} = R'_{iF} - R_s$$

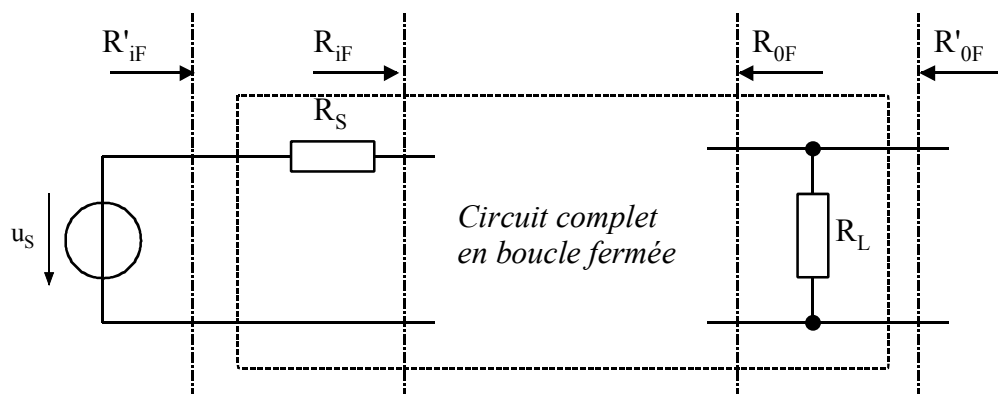


Figure 1-18 : Extraction des impédances de source et de charge

1.6.3.2 Configuration parallèle - série

A partir du calcul des paramètres en boucle ouverte:, soit

- L'amplification de courant modifiée : A'_i
- La résistance d'entrée du quadripôle amplificateur modifié : R'_i
- La résistance de sortie du quadripôle amplificateur modifié : R'_o
- Gain du quadripôle de réaction : β_i

on peut déterminer les grandeurs suivantes

- Taux de réaction : $T = 1 + \beta_i \cdot A'_i$
- Gain du système en boucle fermée : $A'_F = A'_{iF} = \frac{A'_i}{1 + \beta_i \cdot A'_i}$
- La résistance d'entrée du système en boucle fermée : $R'_{iF} = \frac{R'_i}{1 + \beta_i \cdot A'_i}$
- La résistance de sortie du système en boucle fermée : $R'_{oF} = R'_o (1 + \beta_i \cdot A'_i)$

Puis calculer les vraies valeurs des impédances d'entrée et de sortie du système bouclé par élimination de l'influence de l'impédance de source R_s et de la charge.

$$R'_{oF} = R_{oF} + R_L \Rightarrow R_{oF} = R'_{oF} - R_L$$

$$R'_{iF} = R_{iF} // R_s \Rightarrow \frac{1}{R'_{iF}} = \frac{1}{R_{iF}} + \frac{1}{R_s}$$

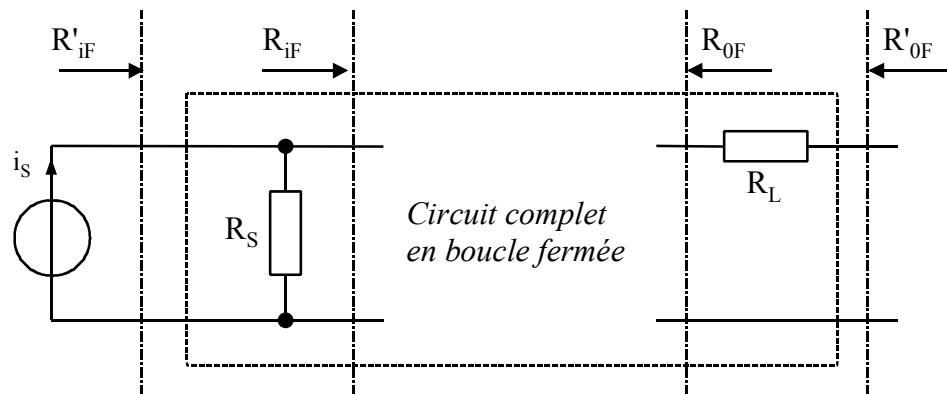


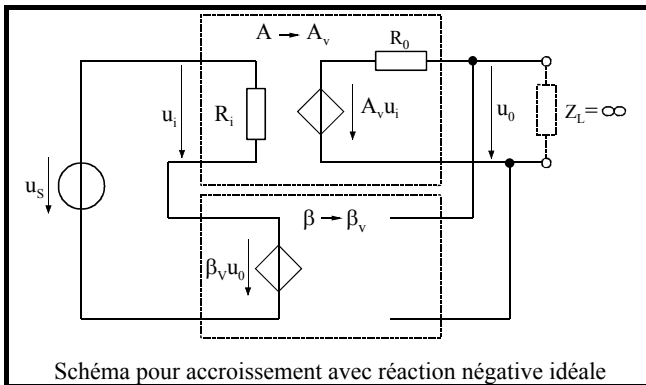
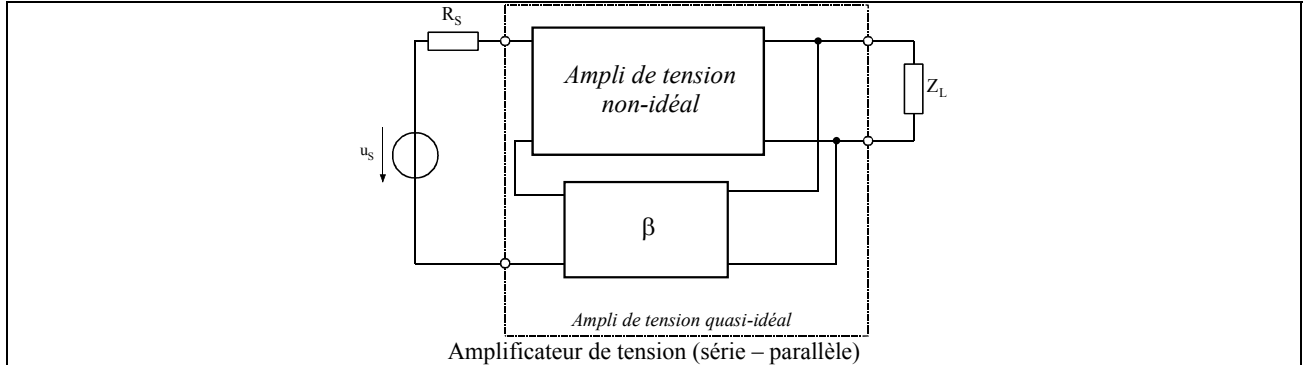
Figure 1-19 : Extraction des impédances de source et de charge

1.6.3.3 Configuration parallèle – parallèle et série – série

Les configurations parallèle – parallèle et série – série se déduisent par combinaison des configurations série – parallèle et parallèle – série.

1.7 SYNTHÈSE DES RÉSULTATS OBTENUS

1.7.1 Quadripôle modifié pour un amplificateur de tension (série – parallèle)

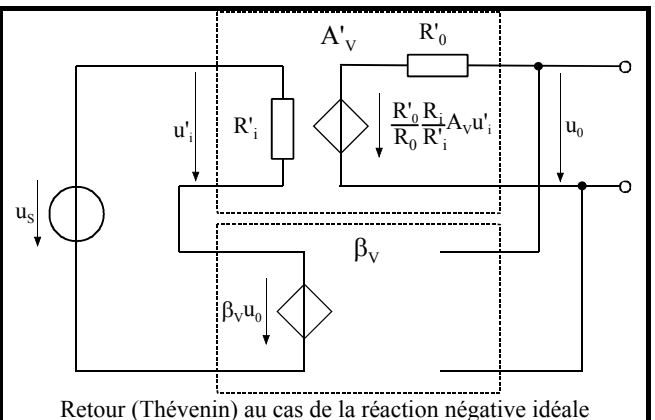
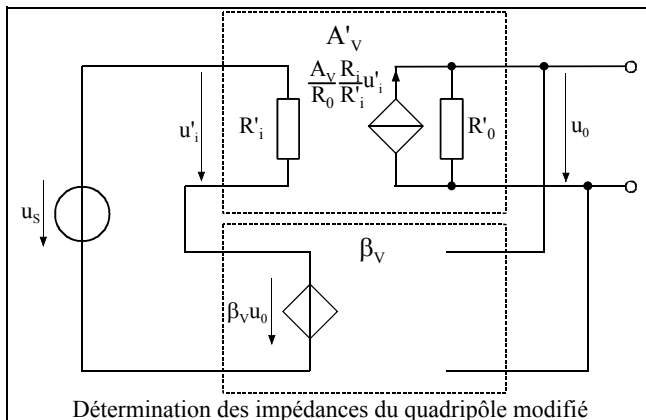
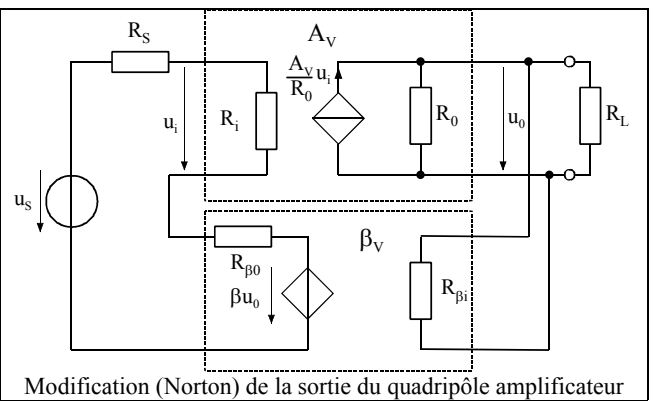
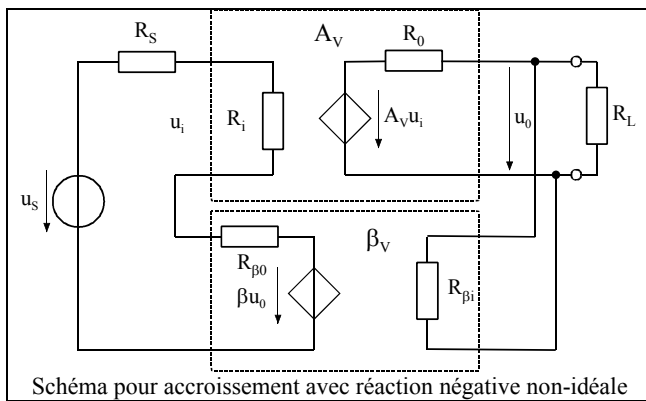


$$R_{iF} = (1 + \beta_V \cdot A_V) \cdot R_i$$

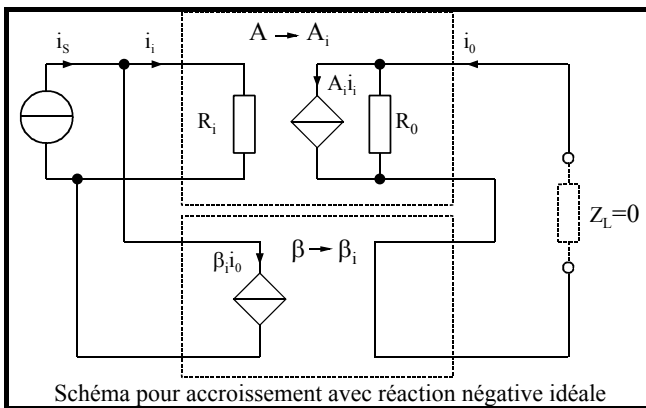
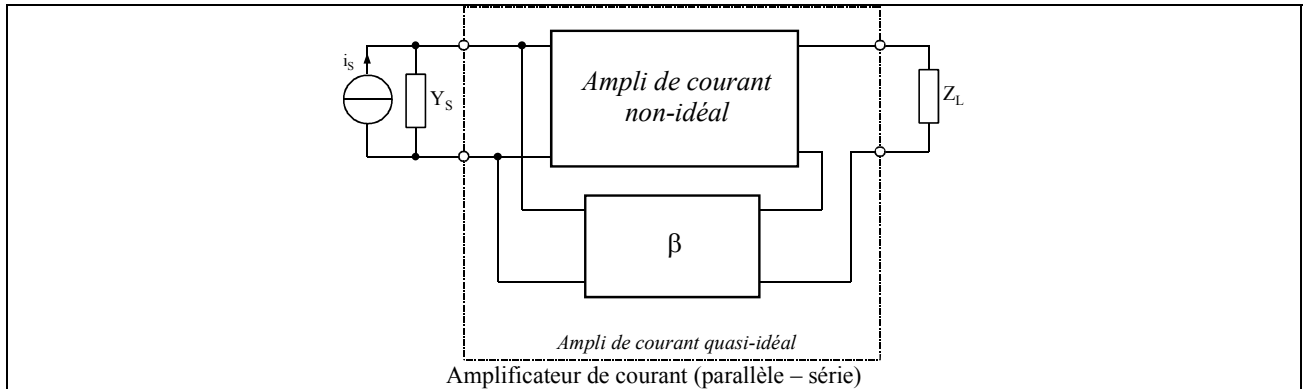
$$R_{oF} = \frac{R_o}{1 + \beta_V \cdot A_V}$$

$$A_{VF} = \frac{A_V}{1 + \beta_V \cdot A_V}$$

Relations élémentaires



1.7.2 Quadripôle modifié pour un amplificateur de courant (parallèle – série)

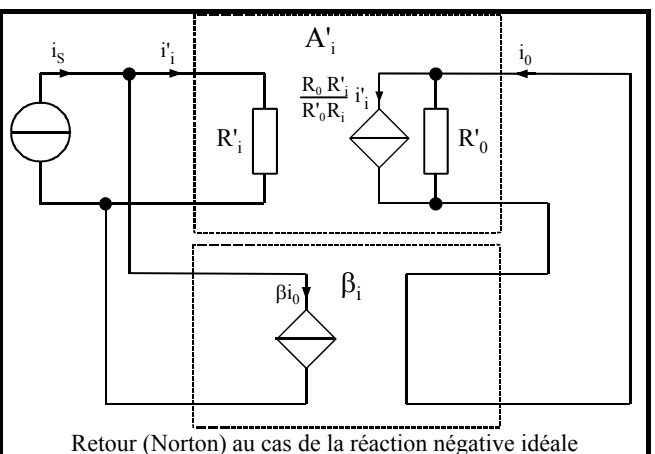
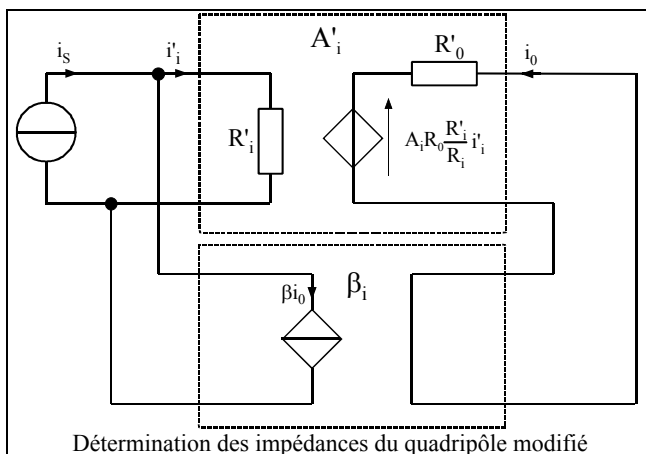
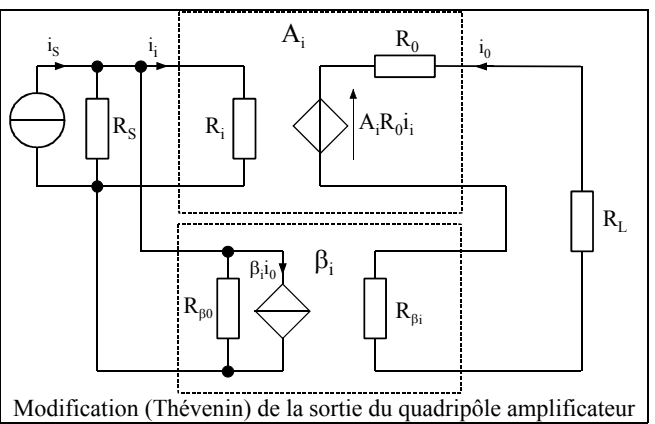
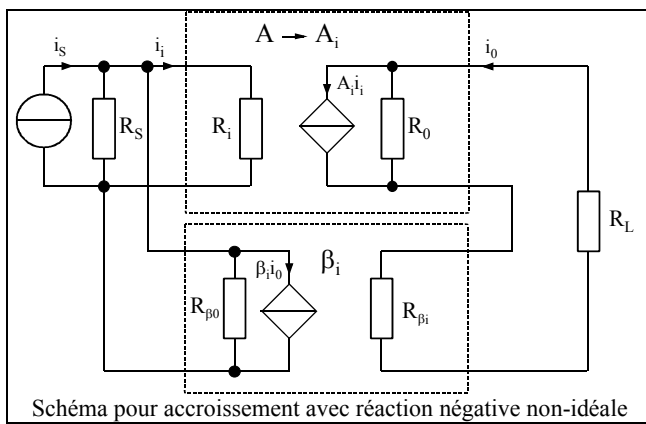


Relations élémentaires

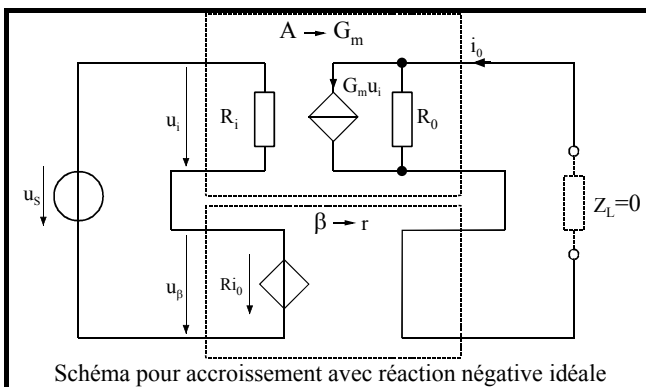
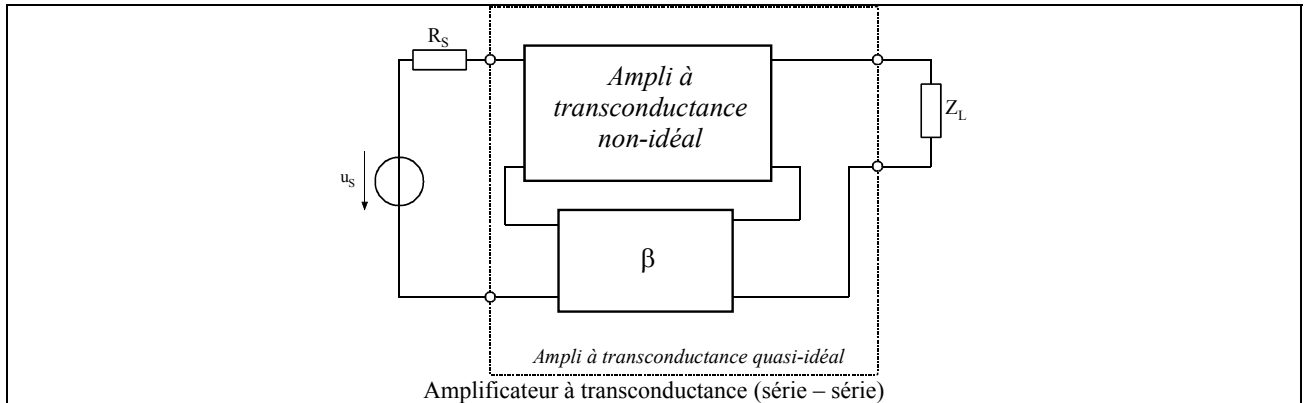
$$R_{iF} = \frac{R_i}{1 + \beta_i \cdot A_i}$$

$$R_{oF} = (1 + \beta_i \cdot A_i) \cdot R_o$$

$$A_{iF} = \frac{A_i}{1 + \beta_i \cdot A_i}$$



1.7.3 Quadripôle modifié pour un amplificateur à transconductance (série – série)

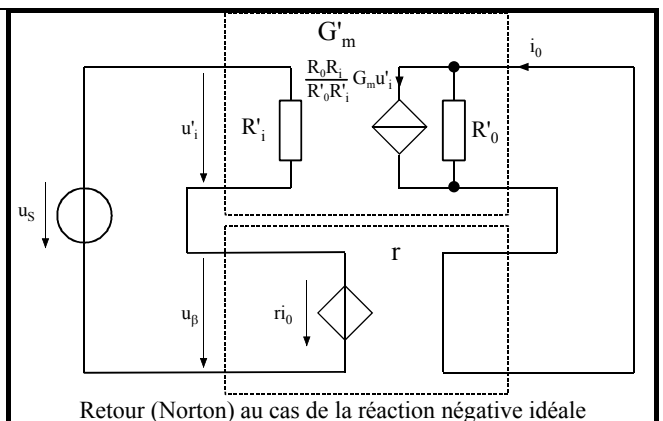
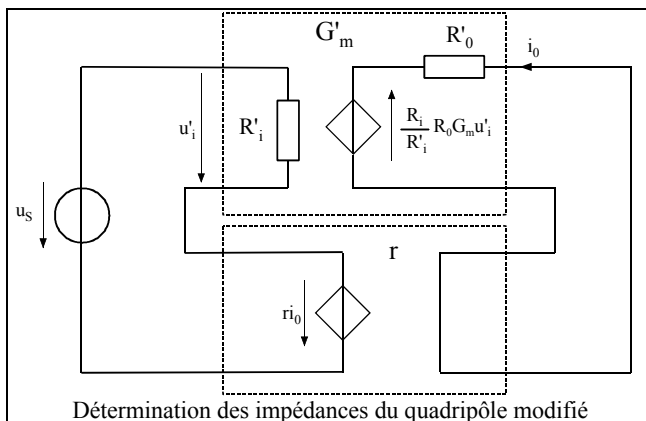
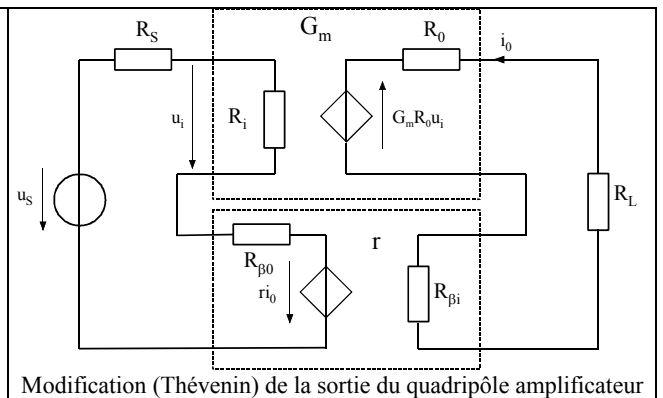
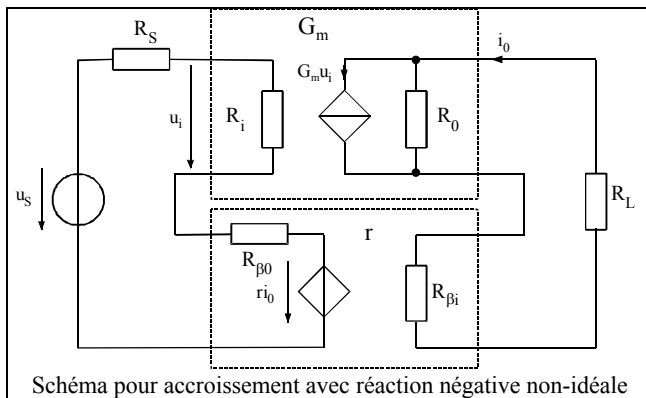


$$R_{iF} = (1 + r \cdot G_m) \cdot R_i$$

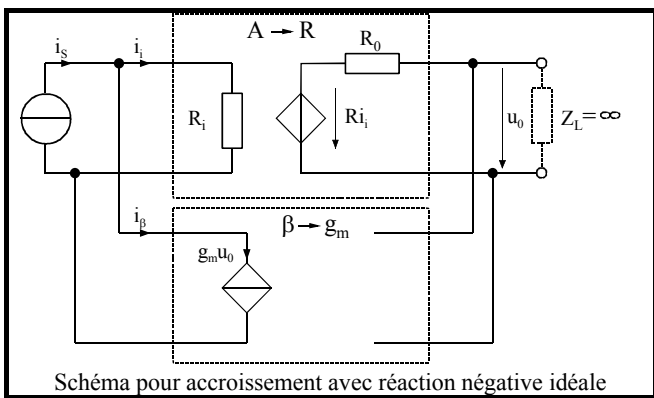
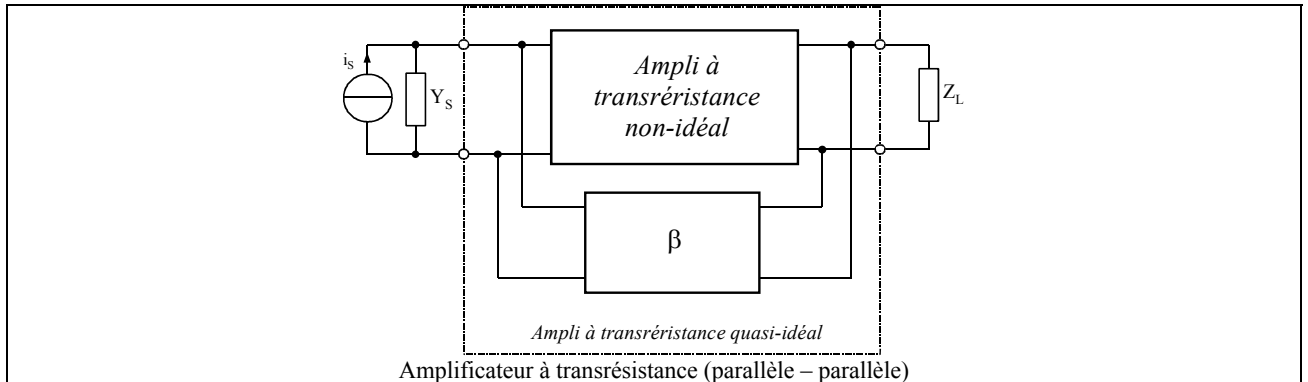
$$R_{oF} = (1 + r \cdot G_m) \cdot R_0$$

$$G_{mF} = \frac{G_m}{1 + R \cdot G_m}$$

Relations élémentaires



1.7.4 Quadripôle modifié pour un amplificateur à transrétistance (parallèle - parallèle)

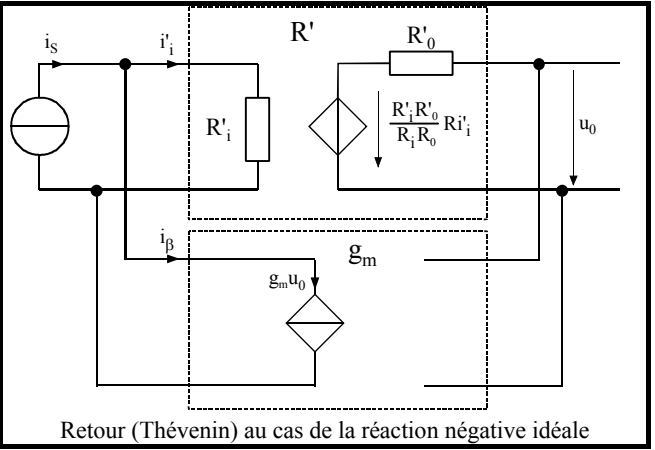
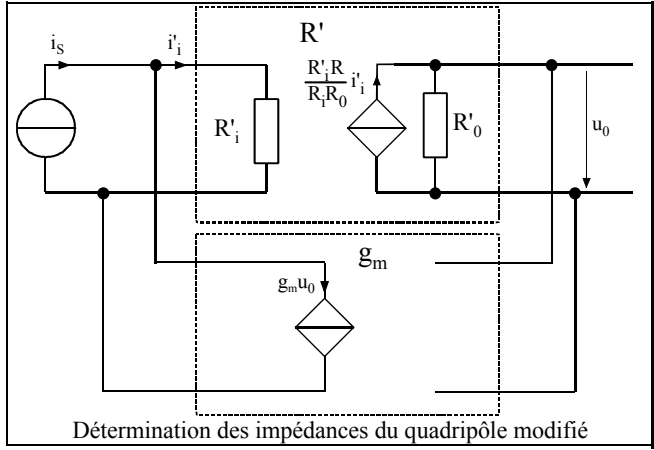
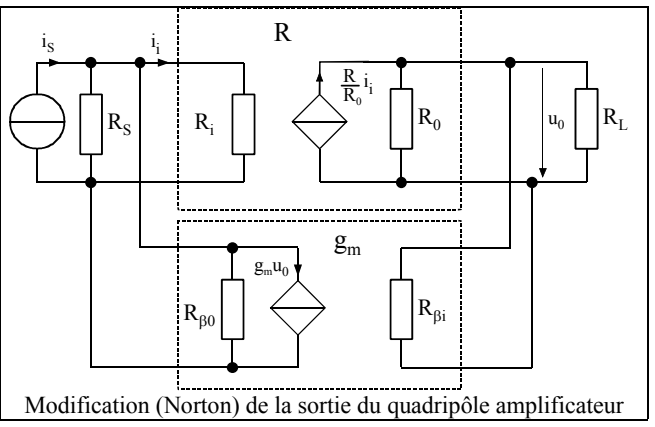
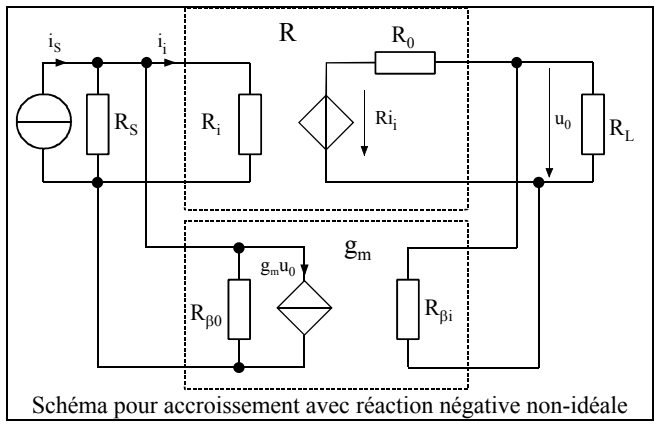


$$R_{iF} = \frac{R_i}{(1 + g_m \cdot R)}$$

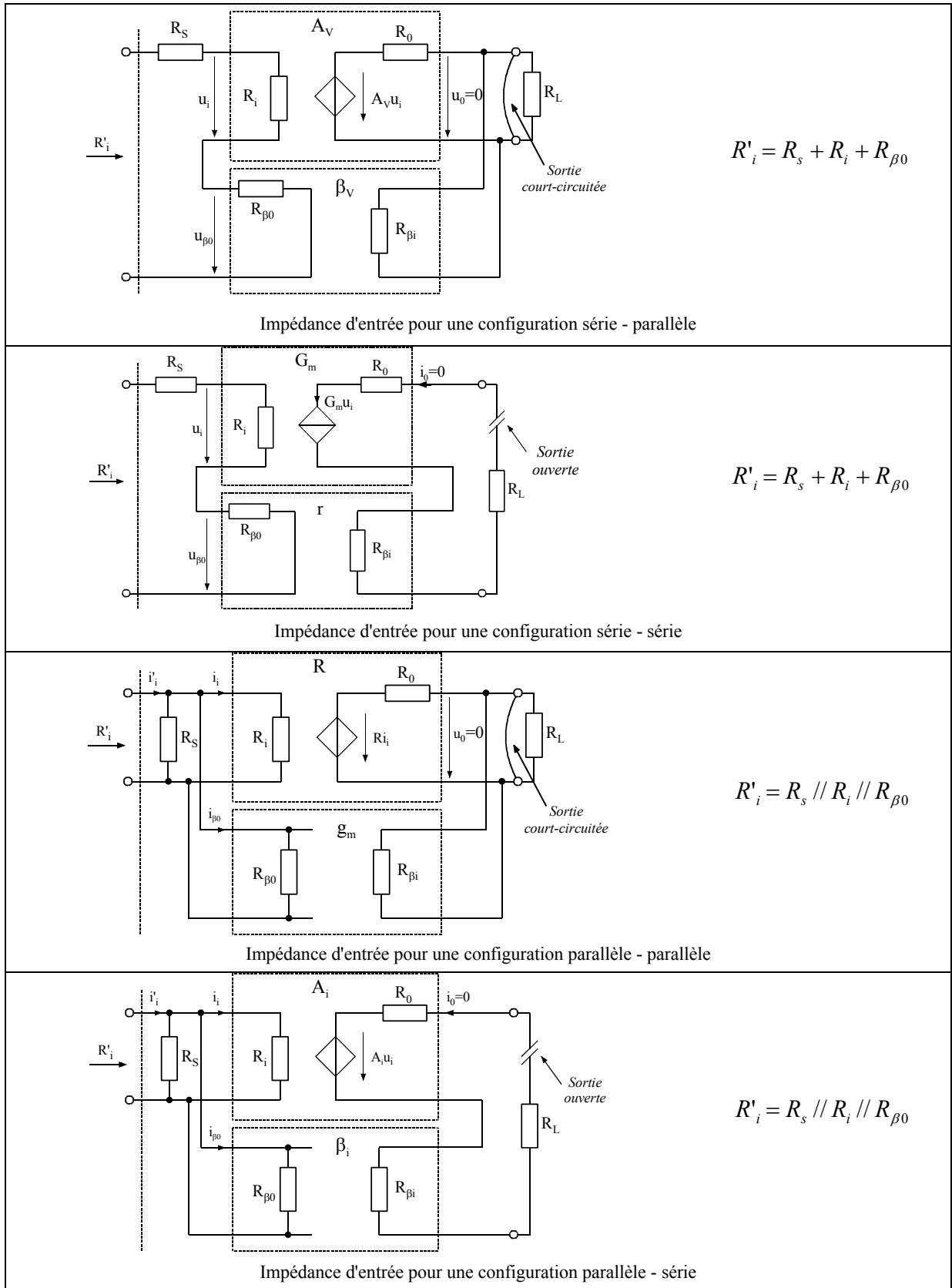
$$R_{oF} = \frac{R_o}{1 + g_m \cdot R}$$

$$R_F = \frac{R}{1 + g_m \cdot R}$$

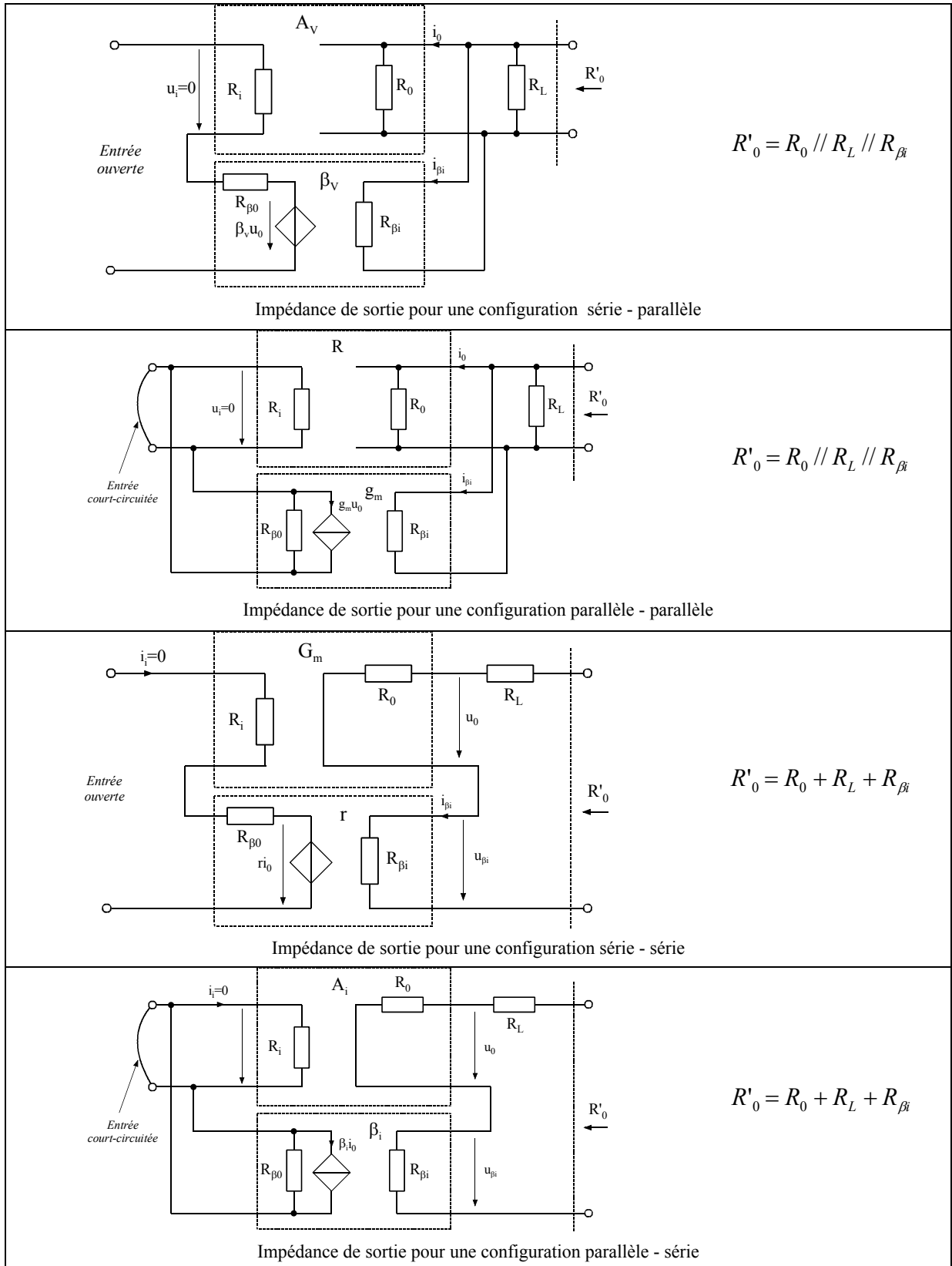
Relations élémentaires



1.7.5 Quadripôle modifié : impédance d'entrée pour les quatre configurations



1.7.6 Quadripôle modifié : impédance de sortie pour les quatre configurations



1.8 EXEMPLES DE RÉACTION NÉGATIVE

1.8.1 Amplificateur de tension (configuration série - parallèle)

1.8.1.1 Définition du montage

Considérons le circuit suivant :

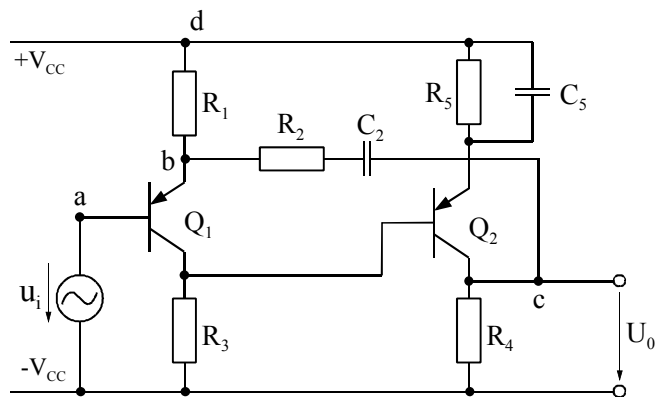


Figure 1-20 : Amplificateur de tension

Il s'agit d'appliquer à ce montage la méthode vue au § 1.5.2 afin de déterminer, pour les petits signaux, le gain en tension et les impédances d'entrée et de sortie de ce circuit. La première opération consiste à redessiner le circuit d'une manière permettant d'identifier clairement les quadripôles A et β , ainsi que le type de contre-réaction. Comme on cherche à analyser ce circuit du point de vue des petits signaux, on remplace les capacités (C_2 et C_5) par des courts-circuits. Pour faciliter un peu l'identification des quadripôles et des connexions, on commence par repérer les entrées et les sorties du quadripôle A. Sur le schéma ci-dessus, il s'agit respectivement des nœuds notés a, b et c, d. Du point de vue des petits signaux, les alimentations correspondent à la masse, donc au nœud d dans le cas 1

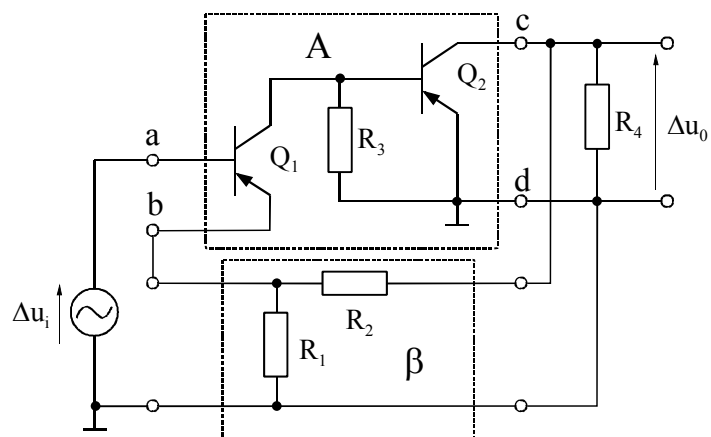


Figure 1-21 : Amplificateur de tension modifié pour petits signaux

Une augmentation de U_i entraîne une variation négative de la tension d'entrée du circuit pour accroissement. La tension Δu_i a donc bien le sens défini à la Figure 1-21. En faisant abstraction du circuit de réaction, plus précisément de R_2 et C_2 définis à la Figure 1-20, on voit que pour une variation positive de la tension d'entrée on a une variation positive de la

tension de sortie. Le gain de l'amplificateur de tension est donc positif. En conséquence, la tension de sortie sur le schéma pour accroissement de la Figure 1-21 sera définie positive de d à c.

1.8.1.2 Type de configuration

Une ouverture du circuit d'entrée, par exemple au point b entraîne une annulation du signal de sortie. On peut donc dire que la connexion d'entrée est de type série.

Un court-circuit appliqué à la sortie (du point de vue des petits signaux) provoque l'annulation de la réaction négative, la connexion de sortie est donc de type parallèle.

Pour conclure, le type de configuration est le suivant

Configuration : Série - parallèle	⇒	$A = \text{rapport de tensions}$ $\beta = \text{rapport de tensions}$
--	---	--

1.8.1.3 Schéma par accroissement

Le quadripôle A est constitué de deux étages en cascade. Pour la suite des calculs, on remplace chaque transistor par son schéma équivalent pour accroissement.

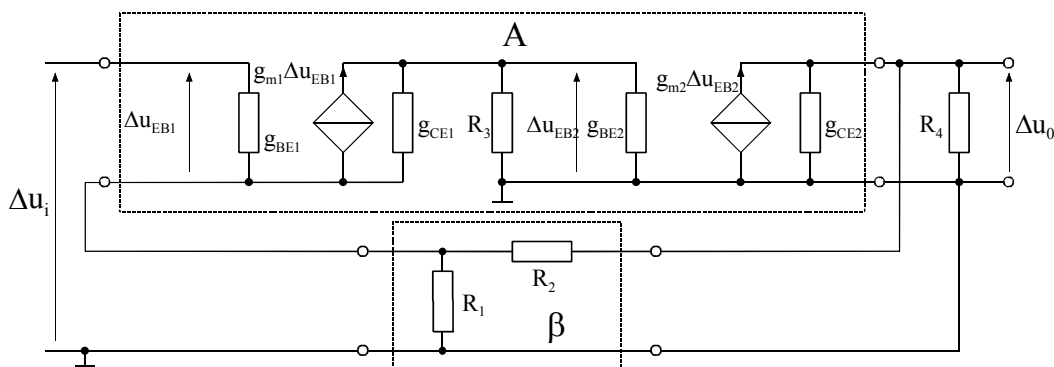


Figure 1-22 : Amplificateur de tension : schéma par accroissement

L'opération suivante consiste à ramener le problème au cas idéal en incorporant dans un nouveau quadripôle A' tous les éléments externes à A qui modifient son comportement. Il s'agit donc de déterminer l'impédance d'entrée, de sortie et la fonction de transfert A' du quadripôle modifié. En court-circuitant la sortie le circuit de réaction vu de l'entrée se résume à la mise en parallèle des résistances R₁ et R₂.

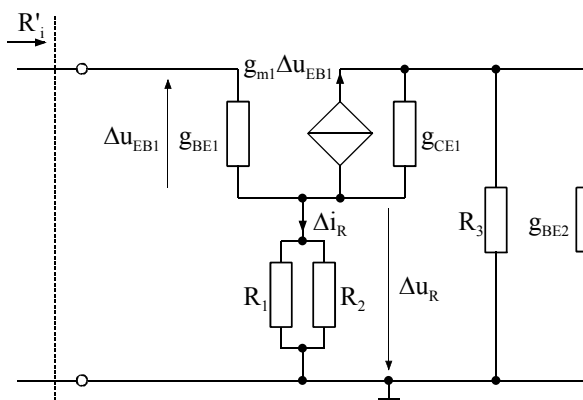


Figure 1-23 : Schéma par accroissement du quadripôle A' modifié vu de l'entrée

L'ouverture du circuit d'entrée entraîne la mise en série des résistances R_1 et R_2 du circuit de réaction vu de la sortie. En réalité, R_1 se retrouve en parallèle avec $\frac{1}{g_{CE1}} + R_3 // \frac{1}{g_{BE2}}$ que l'on peut négliger si $R_1 \ll 1/g_{CE1}$. Si ce n'est pas le cas, le circuit ne répond plus à aux hypothèses simplificatrices selon lesquelles on a admis que pour une entrée avec connexion série, l'ouverture de l'entrée supprimait la source de courant ou de tension à la sortie.

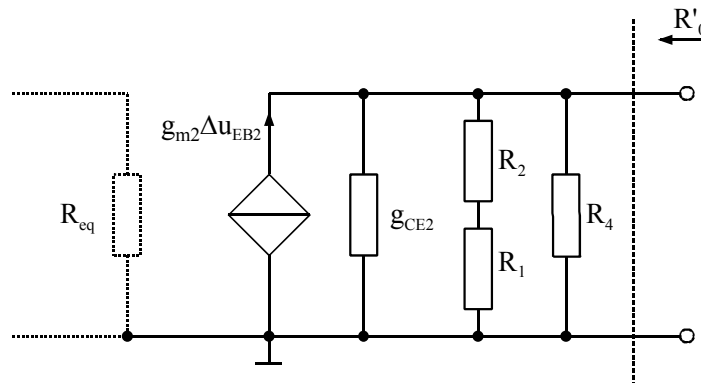


Figure 1-24 : Schéma par accroissement du quadripôle A' modifié vu de la sortie

R_{eq} n'influence pas l'impédance de sortie R_0 .

Le schéma par accroissement du quadripôle A' modifié prend donc la forme de la Figure 1-25.

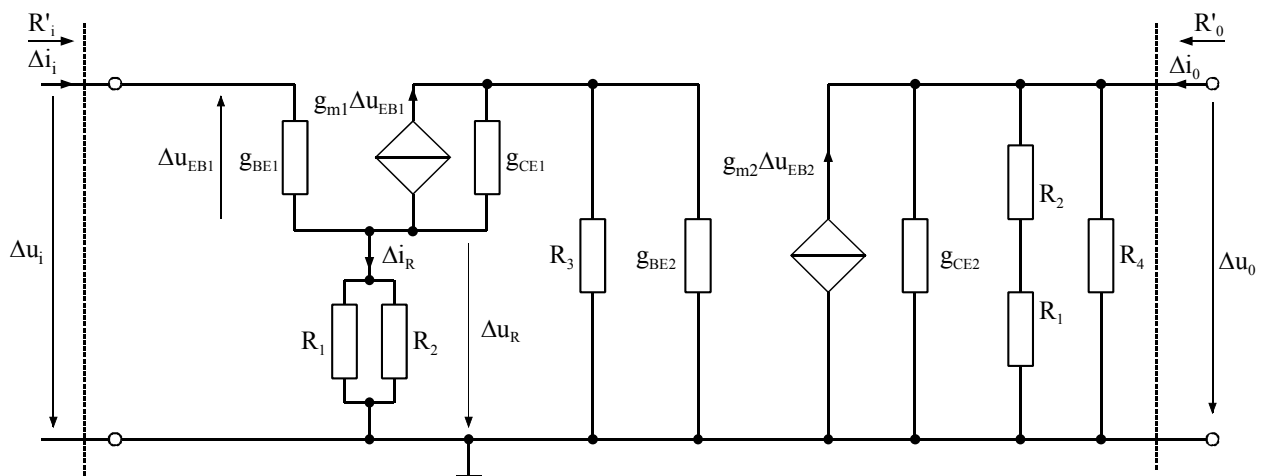


Figure 1-25 : Schéma par accroissement du quadripôle A' modifié

1.8.1.4 Calcul de la résistance d'entrée

La résistance d'entrée R'_i du quadripôle modifié est définie avec un court-circuit sur la sortie

$$R'_i = \left. \frac{\Delta u_i}{\Delta i_i} \right|_{\Delta u_o=0} \tag{1.66}$$

avec

$$\Delta u_i = -\Delta u_{EB1} + \Delta u_R \tag{1.67}$$

$$\Delta u_R = -(R_1 // R_2) \cdot (g_{BE1} + g_{m1}) \cdot \Delta u_{EB1} \tag{1.68}$$

$$\Delta i_i = -g_{BE1} \cdot \Delta u_{EB1} \quad 1.69$$

et à partir des relations 1.67, 1.68 et 1.69

$$\Delta u_i = -(1 + R_1 // R_2 \cdot (g_{BE1} + g_{m1})) \cdot \Delta u_{EB1} \quad 1.70$$

et pour finir

$$R'_i = \frac{1}{g_{BE1}} + R_1 // R_2 \cdot \left(1 + \frac{g_{m1}}{g_{BE1}}\right) = \frac{\beta_1}{g_{m1}} + R_1 // R_2 \cdot (1 + \beta_1) \quad 1.71$$

1.8.1.5 Calcul de la résistance de sortie

La résistance de sortie R'_o du quadripôle modifié est définie avec le circuit d'entrée ouvert

$$R'_o = \left. \frac{\Delta u_o}{\Delta i_o} \right|_{\Delta i_i=0} \quad 1.72$$

avec

$$R'_o = R_4 // (R_1 + R_2) // \frac{1}{g_{CE2}} \quad 1.73$$

1.8.1.6 Calcul du gain en tension du quadripôle modifié A'

Le type de contre-réaction indique que A' est un gain en tension A'_v

$$A' = A'_v = \frac{\Delta u_o}{\Delta u_i} \quad 1.74$$

avec

$$\Delta u_o = g_{m2} \cdot \Delta u_{EB2} \cdot R'_o \quad 1.75$$

et

$$\Delta u_i = R'_i \cdot \Delta i_i \quad 1.76$$

$$\Rightarrow A'_v = \frac{R'_o}{R'_i} \cdot \frac{g_{m2} \cdot \Delta u_{EB2}}{\Delta i_i} \quad 1.77$$

avec

$$\Delta u_{EB2} = g_{m1} \cdot \Delta u_{EB1} \frac{R_3 \cdot \frac{1}{g_{BE2}}}{R_3 + \frac{1}{g_{BE2}}} \quad 1.78$$

$$\Delta i_i = g_{BE1} \cdot \Delta u_{EB1} \quad 1.79$$

on obtient donc pour le gain du quadripôle modifié

$$A'_v = \frac{R'_o}{R'_i} \cdot \frac{g_{m1} \cdot g_{m2}}{g_{BE1} \cdot g_{BE2}} \cdot \frac{R_3}{R_3 + \frac{1}{g_{BE2}}} = \frac{R'_o}{R'_i} \cdot \beta_1 \cdot \beta_2 \cdot \frac{R_3}{R_3 + \frac{1}{g_{BE2}}} \quad 1.80$$

1.8.1.7 Calcul du gain en tension du quadripôle de réaction

Le type de contre-réaction (série – parallèle) indique que β est un rapport de tensions. Calculer β revient donc à calculer la fonction de transfert en tension du quadripôle β . On applique donc une tension (quelconque) à l'entrée de β et on calcule la tension qui apparaît à la sortie ouverte.

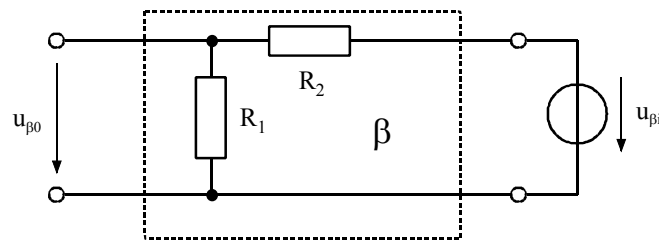


Figure 1-26 : Schéma du quadripôle de réaction β

Pour le quadripôle de réaction, on obtient la fonction de transfert suivante

$$\beta = \frac{u_{\beta 0}}{u_{\beta i}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad 1.81$$

On connaît à présent les trois paramètres qui caractérisent le quadripôle A'_v (R'_i , R'_o et le gain en tension A'_v) et celui qui caractérise le quadripôle β (rapport de tensions β). On peut donc ramener le problème au cas idéal de la configuration série – parallèle et utiliser les relations simples qui y correspondent

1.8.2 Configuration série – série

1.8.2.1 Donnée

Soit l'amplificateur large bande illustré par la Figure 1-27

avec

$$R_1=9\text{k}\Omega, \quad R_2=100\Omega, \quad R_3=5\text{k}\Omega, \quad R_4=600\Omega, \quad R_5=100\Omega, \quad R_6=640\Omega.$$

Le circuit de polarisation d'entrée, non représenté sur la figure, impose les courants de polarisation suivant pour chaque transistor :

- $I_{C1} = 0.6\text{mA}$
- $I_{C2} = 1.0\text{mA}$
- $I_{C3} = 4\text{mA}$

Hypothèses :

- tous les transistors ont un β de 100.
- L'admittance de sortie g_{CE} des transistors est très faible et peut être négligée.
- La source de tension appliquée à l'entrée peut être considérée comme idéale.

On veut calculer :

1. le gain de transconductance $A_F = G_{mF}$
2. le gain en tension A_{VF}
3. l'impédance d'entrée R_{iF}

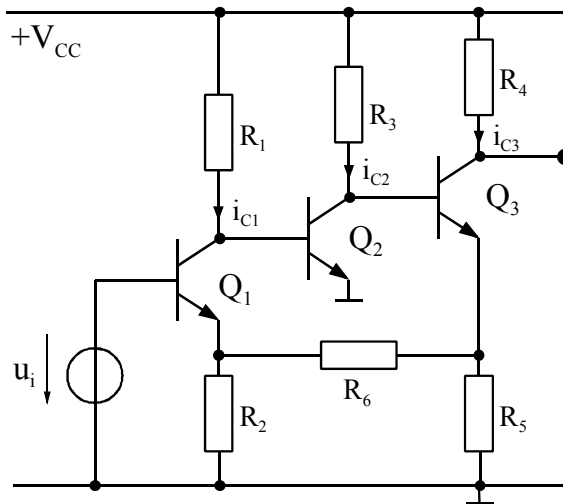


Figure 1-27 : Amplificateur large bande (schéma partiel)

1.8.2.2 Résolution

1.8.2.2.1 Type de configuration

Dans le cas présent, il s'agit clairement d'une configuration "SÉRIE – SÉRIE".
Le schéma peut en effet se redessiner selon la forme de la Figure 1-28

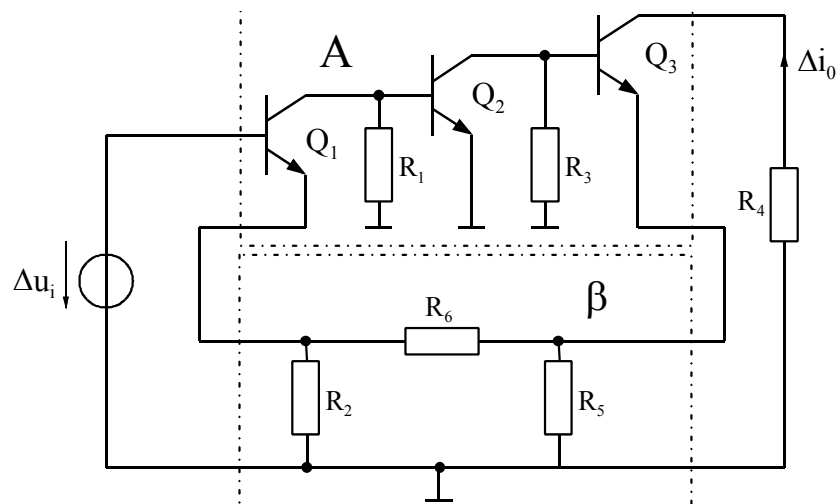


Figure 1-28 : Amplificateur large bande (schéma pour petits signaux)

A titre de vérification, on peut effectuer les tests permettant de déterminer formellement le type de connexion du circuit de réaction à l'entrée et à la sortie. La méthode consiste à chercher à supprimer la réaction en établissant un circuit ouvert ou un court circuit (sur le plan des petits signaux, successivement à la sortie et à l'entrée du circuit).

Sortie :

- un court-circuit (en petits signaux) ne supprime pas les variations de courant de base Δi_{b3} du transistor Q_3 . La réaction n'est donc pas supprimée par cette action.
- l'ouverture du circuit de sortie (en petits signaux) supprime les variations de courant de collecteur Δi_{c3} et d'émetteur Δi_{e3} de Q_3 . La réaction est donc supprimée

La connexion de sortie est donc bien de type série

Entrée :

- un court-circuit (en petits signaux), c'est-à-dire l'application d'une source de tension constante sur la base de Q_1 ne supprime pas la réaction car toute variation de tension d'émetteur provoquée par le circuit de réaction provoque une variation équivalente de U_{BE1} de Q_1 .
- l'ouverture du circuit d'entrée (en petits signaux), c'est-à-dire l'application d'une source de courant constante sur la base de Q_1 supprime les variations de courant de collecteur Δi_{c1} de Q_1 . La réaction est donc supprimée

La connexion d'entrée est donc bien de type série

Les conclusions préliminaires que l'on peut tirer de cette configuration sont :

- L'impédance d'entrée $R_{iF} \gg R_i$
- L'impédance de sortie $R_{oF} \gg R_o$
- Signal utile d'entrée Tension
- Signal utile de sortie Courant
- Dimension de gain de l'amplificateur $A = \frac{i_0}{u_i}$
- Dimension de la réaction $\beta = \frac{u_{\beta 0}}{i_{\beta i}} = \frac{u_{\beta 0}}{i_0}$

1.8.2.2.2 Étude du quadripôle A' (A modifié)

On coupe la boucle de réaction à l'entrée : le circuit résultant montre la charge provoquée par le circuit de réaction sur la sortie

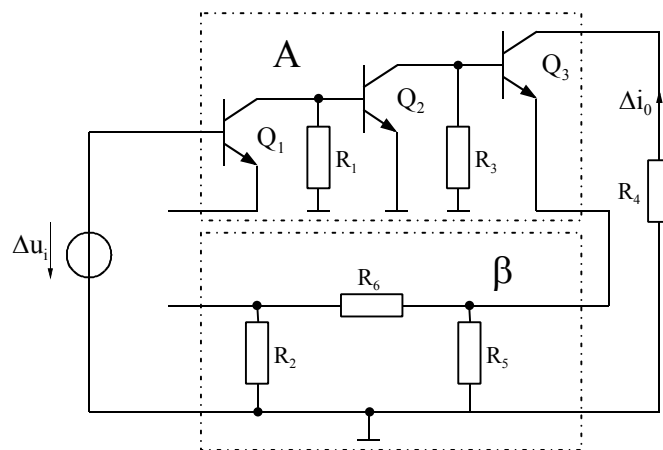


Figure 1-29 : Ouverture de la boucle de réaction à l'entrée

On coupe la boucle de réaction à la sortie : le circuit résultant montre la charge provoquée par le circuit de réaction sur l'entrée

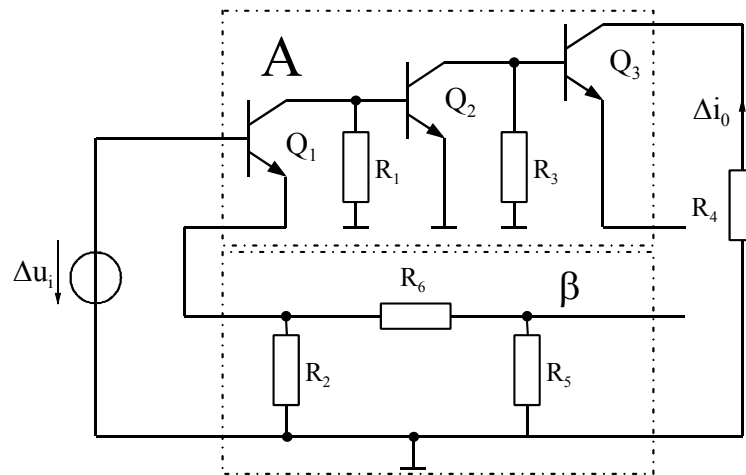


Figure 1-30 : Ouverture de la boucle de réaction à la sortie

Le quadripôle A' résultant de ces deux actions est le suivant

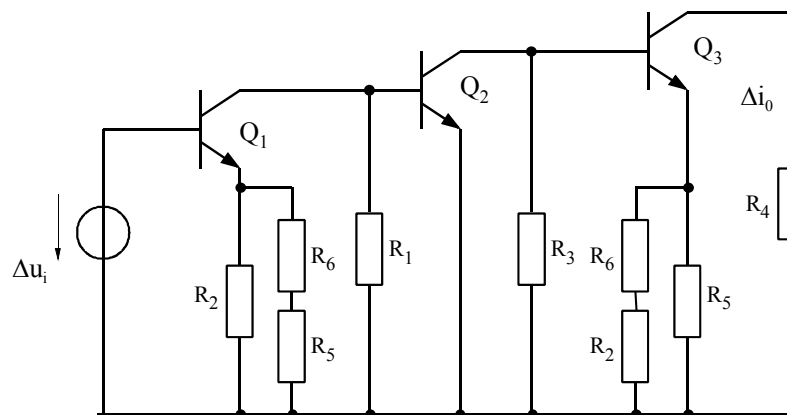


Figure 1-31 : Quadripôle modifié A'

De la Figure 1-31, on peut extraire un schéma par accroissement montré à la Figure 1-32.

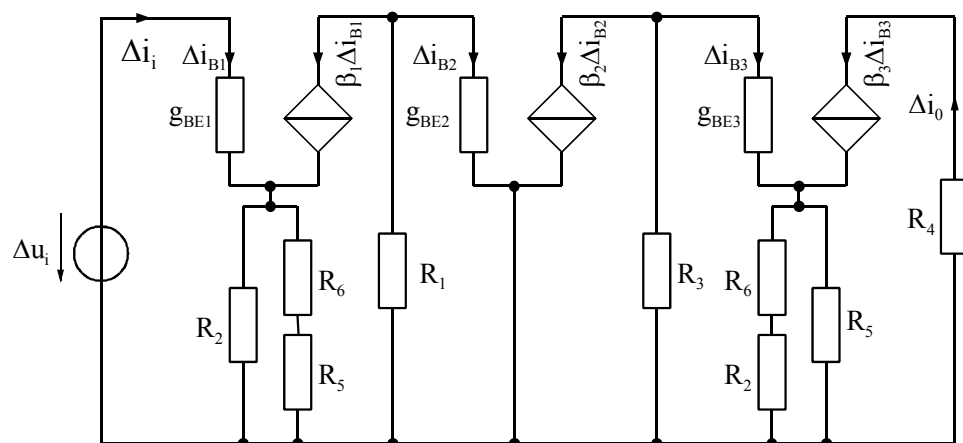


Figure 1-32 : Schéma pour accroissement du quadripôle modifié A'

1.8.2.2.3 Calcul du gain de transconductance $A' \rightarrow G'_m$

$$G'_m = \frac{\Delta i_0}{\Delta u_i} = \frac{\Delta i_0}{\Delta i_i} \cdot \frac{\Delta i_i}{\Delta u_i} = A'_i \cdot \frac{1}{R'_i} \quad 1.82$$

gain en courant pour le 1^{er} étage

$$A'_{i1} = \frac{\Delta i_{B2}}{\Delta i_i} = -\beta_1 \cdot \frac{R_1}{R_1 + \frac{1}{g_{BE2}}} \quad 1.83$$

gain en courant pour le 2^{eme} étage

$$A'_{i2} = \frac{\Delta i_{B3}}{\Delta i_{B2}} = -\beta_2 \cdot \frac{R_3}{R_3 + \left(\frac{1}{g_{BE3}} + \beta_3 \cdot [(R_6 + R_2) // R_5] \right)} \quad 1.84$$

gain en courant pour le 3^{eme} étage

$$A'_{i3} = \frac{\Delta i_0}{\Delta i_{B3}} = \beta_3 \quad 1.85$$

On obtient donc pour le gain en courant global

$$\begin{aligned} A'_i &= A'_{i1} \cdot A'_{i2} \cdot A'_{i3} = \frac{\Delta i_0}{\Delta i_i} \\ &= \beta_1 \cdot \frac{R_1}{R_1 + \frac{1}{g_{BE2}}} \cdot \beta_2 \cdot \frac{R_3}{R_3 + \left(\frac{1}{g_{BE3}} + \beta_3 \cdot [(R_2 + R_6) // R_5] \right)} \cdot \beta_3 \end{aligned} \quad 1.86$$

Pour l'impédance d'entrée, on a

$$R'_i = \frac{1}{g_{BE1}} + \beta_1 \cdot (R_2 // (R_5 + R_6)) \quad 1.87$$

Le gain de transconductance s'écrit finalement

$$G'_m = \frac{\beta_1 \cdot \frac{R_1}{R_1 + \frac{1}{g_{BE2}}} \cdot \beta_2 \cdot \frac{R_3}{R_3 + \left(\frac{1}{g_{BE3}} + \beta_3 \cdot [(R_2 + R_6) // R_5] \right)} \cdot \beta_3}{\frac{1}{g_{BE1}} + \beta_1 \cdot (R_2 // (R_5 + R_6))} \quad 1.88$$

Application numérique

Connaissant le courant de polarisation de chaque transistor, on peut calculer la conductance Base-Emetteur de chaque transistor de la manière suivante :

$$g_{BE(Q)} = \frac{g_{m(Q)}}{\beta_{(Q)}} = \frac{I_{C0(Q)}}{\beta_{(Q)} \cdot U_T} \quad 1.89$$

on obtient donc

$$g_{BE1} = \frac{0.6[mA]}{100 \cdot 26[mV]} = 2.31 \cdot 10^{-4} [1/\Omega]$$

$$g_{BE2} = \frac{1[mA]}{100 \cdot 26[mV]} = 3.85 \cdot 10^{-4} [1/\Omega]$$

$$g_{BE3} = \frac{4[mA]}{100 \cdot 26[mV]} = 1.54 \cdot 10^{-3} [1/\Omega]$$

et finalement pour le gain de transconductance

$$G'_m = \frac{100 \cdot \frac{9000}{9000 + 2597} \cdot 100 \cdot \frac{5000}{5000 + 9459} \cdot 100}{13138} = 20.43 [A/V]$$

1.8.2.2.4 Calcul de la transrésistance $\beta \rightarrow r$ du circuit de réaction

Vu la configuration "série – série", le circuit de réaction s'exprime par sa transrésistance dont la relation vaut

$$r = \frac{u_{\beta 0}}{i_{\beta i}} \quad 1.90$$

avec

$$u_{\beta 0} = \frac{R_2}{R_2 + R_6} \cdot u_{\beta i} \quad 1.91$$

et

$$i_{\beta i} = \frac{R_2 + R_6 + R_5}{(R_2 + R_6) \cdot R_5} \cdot u_{\beta i} \quad 1.92$$

Finalement on obtient

$$r = \frac{R_2 \cdot R_5}{R_2 + R_5 + R_6} \quad 1.93$$

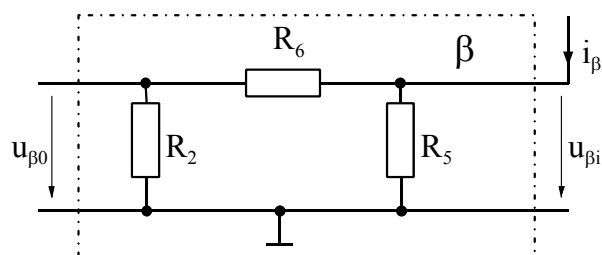


Figure 1-33 :Circuit de réaction

Application numérique

De la relation 1.93, on obtient :

$$r = \frac{100 \cdot 100}{100 + 100 + 640} = 11.90 [V / A]$$

1.8.2.2.5 Calcul du taux de réaction

Le taux de réaction est donné par la relation

$$T = 1 + \beta \cdot A = 1 + r \cdot G'_m \quad 1.94$$

Application numérique

$$T = 1 + 11.90 \cdot 20.43 = 244.12$$

1.8.2.2.6 Performances du circuit avec la boucle de réaction négative

Comme il a été montré au § 1.5.4, l'impédance d'entrée est exprimée par la relation

$$R_{iF} = (1 + r \cdot G'_m) \cdot R'_i \quad 1.95$$

de même la transconductance vaut :

$$G_{mF} = \frac{G'_m}{1 + r \cdot G'_m} \quad 1.96$$

Le gain en tension peut facilement s'exprimer à l'aide de la transconductance

$$A_{vF} = -G_{mF} \cdot R_4 = -\frac{G'_m}{1 + r \cdot G'_m} \cdot R_4 \quad 1.97$$

Application numérique

$$R_{iF} = (1 + 11.90 \cdot 20.43) \cdot 13.14 [k\Omega] = 3.21 [M\Omega]$$

$$G_{mF} = \frac{20.44}{1 + 11.90 \cdot 20.43} = 83.66 [mA / V]$$

$$A_{vF} = -83.66 [mA / V] \cdot 600 [\Omega] = -50.2 [V / V]$$

1.9 ANNEXE

1.9.1 Théorème de Miller

Dans un montage amplificateur dont l'entrée et la sortie ont une borne commune (par exemple la masse) et qui présente un gain en tension A . Soit Y , une admittance connectée entre l'entrée et la sortie de cet amplificateur

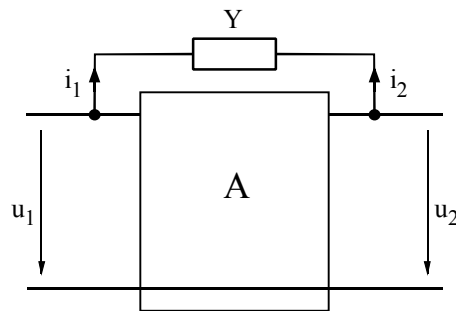


Figure 1-34 : Quadripôle avec admittance connectée entre l'entrée et la sortie

On cherche à calculer les admittances équivalentes Y_1 et Y_2 connectées respectivement entre les bornes d'entrée et de sortie qui rendent compte de l'admittance Y

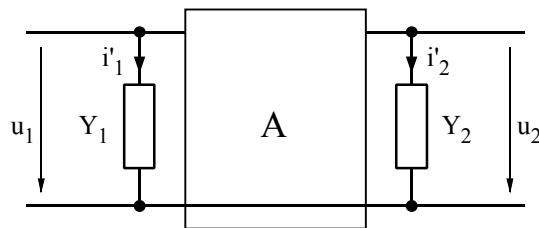


Figure 1-35 : Schéma équivalent

Pour le circuit de la Figure 1-35, on a

$$\begin{aligned} i_1 &= Y \cdot (u_1 - u_2) = Y \cdot (1 - A) \cdot u_1 \\ i_2 &= Y \cdot (u_2 - u_1) = Y \cdot \left(1 - \frac{1}{A}\right) \cdot u_2 \end{aligned} \quad 1.98$$

Pour le circuit de la Figure 1-39, on a

$$\begin{aligned} i'_1 &= Y_1 \cdot u_1 \\ i'_2 &= Y_2 \cdot u_2 \end{aligned} \quad 1.99$$

Pour que les deux circuits soient parfaitement équivalents, et donc que les admittances Y_1 et Y_2 rendent compte de la présence de l'admittance Y entre l'entrée et la sortie de l'amplificateur, il faut que :

$$Y_1 = Y \cdot (1 - A) \quad 1.100$$

et

$$Y_2 = Y \cdot \left(1 - \frac{1}{A}\right) \quad 1.101$$

Dans le cas particulier où $A \gg 1$, le théorème de Miller peut s'énoncer en ces termes

Une admittance branchée entre l'entrée et la sortie d'un amplificateur apparaît :

- comme multipliée par le gain de l'amplificateur changé de signe à l'entrée,
- en parallèle avec une charge de l'amplificateur à la sortie

La conséquence du théorème de Miller sur l'admittance d'entrée des amplificateurs, également dénommée effet Miller, peut être recherchée dans certaines applications et néfaste dans d'autres.

Prenons par exemple le cas d'une capacité C branchée entre l'entrée et la sortie d'un étage amplificateur présentant un gain négatif $-A$ (capacité base – collecteur d'un montage émetteur commun par exemple). Par effet Miller, la capacité équivalente vue à l'entrée de l'étage vaut $C_1 = (1+A) \cdot C$. Cette capacité, qui apparaît en parallèle avec la charge de l'étage précédent, provoque une baisse considérable de la fréquence limite supérieure de fonctionnement de celui-ci.

Dans certains cas, pour des raisons de stabilité par exemple (compensation des amplificateurs opérationnels), on utilise précisément cet effet pour créer un pôle en basse fréquence de la fonction de transfert de l'amplificateur. Cette façon de procéder est particulièrement judicieuse dans les circuits intégrés, lorsqu'on a besoin de capacités de grande valeur, alors que la surface à disposition est limitée.

Lorsque, au contraire, cet effet n'est pas souhaité, on recourt généralement au montage cascode, qui permet d'atténuer fortement la valeur de la capacité équivalente vue de l'entrée de l'étage amplificateur (voir § 1.9.2)

On utilise aussi parfois l'effet Miller pour augmenter la résistance d'entrée des montages collecteur-commun. L'une des propriétés de ce montage réside précisément dans le fait qu'il présente, de manière intrinsèque, une résistance d'entrée élevée. Malheureusement, l'ajout d'un pont de polarisation résistif à l'entrée du montage est souvent nécessaire pour fixer son point de repos. La présence de ces résistances provoque une forte diminution de la résistance d'entrée du montage complet. Pour éviter ce problème, on utilise le montage bootstrap, dont le principe de conservation d'une résistance d'entrée élevée repose précisément sur l'utilisation de l'effet Miller (voir § 1.9.3).

Comme dernier exemple d'application de l'effet Miller, on peut encore citer le cas des oscillateurs à résistance négative. Si le gain d'un amplificateur est réel, positif et supérieur à l'unité, une admittance connectée entre l'entrée et la sortie de cet amplificateur sera vue de l'entrée, comme une admittance négative. On peut ainsi réaliser une résistance négative, capable de compenser les pertes d'un circuit résonant LC, et donc réaliser un oscillateur.

1.9.2 Le montage Cascode

1.9.2.1 Généralités

Un inconvénient lié au montage émetteur-commun réside dans le fait que celui-ci présente une capacité parasite d'entrée souvent trop grande. Comme l'illustre la Figure 1-36, ce défaut est une conséquence directe de l'effet Miller qui fait apparaître à l'entrée la capacité base – collecteur parasite du transistor multipliée par le gain changé de signe du montage (gain généralement $\gg 1$ en valeur absolue).

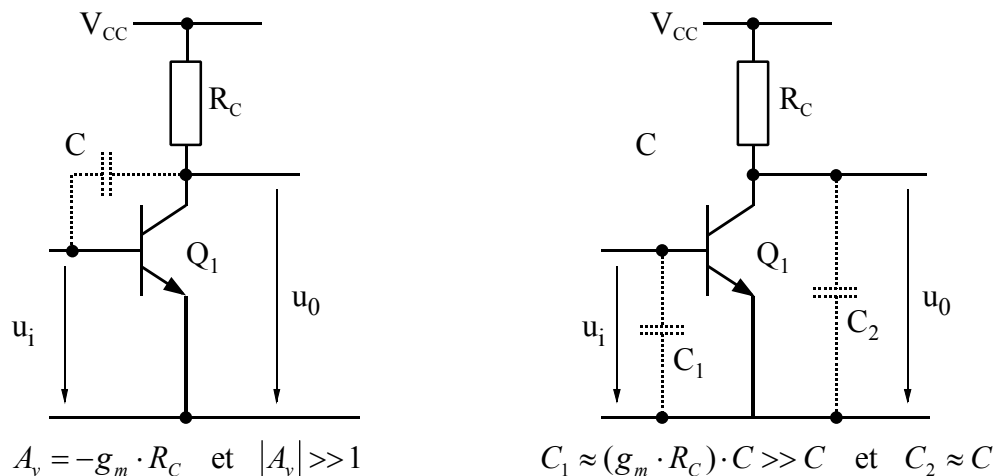


Figure 1-36 : Montage émetteur commun

Pour contourner ce problème, on a souvent recours au montage cascode. Ce dernier résulte de la mise en cascade d'un transistor monté en base-commune avec celui monté en émetteur-commun, comme l'illustre la Figure 1-37.

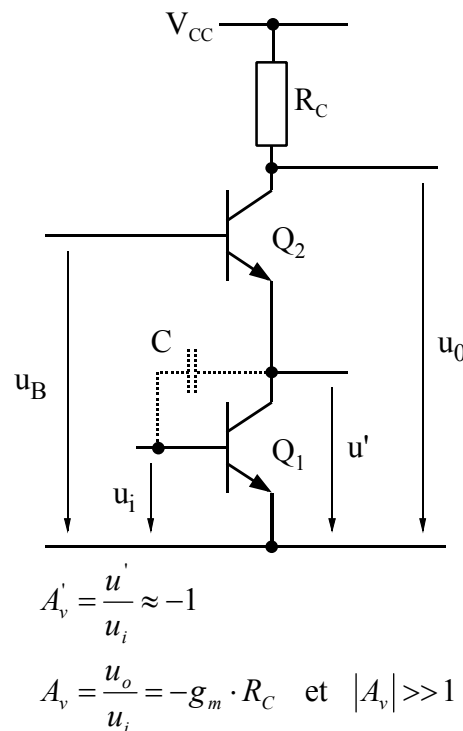


Figure 1-37 : Montage cascode

Globalement, le gain en tension de ce montage est pratiquement le même que celui du montage émetteur – commun seul. Par contre, la capacité parasite vue à son entrée est beaucoup plus faible. Ceci vient du fait que le gain entre la base et le collecteur du transistor d'entrée (émetteur – commun) n'est plus que de -1 . Ainsi, la capacité parasite vue à l'entrée du montage ne vaut plus que $C_1=2C$. Or, ce facteur 2 est généralement beaucoup plus petit que le gain $g_m R_C$.

Une autre amélioration apportée par le montage cascode, mais qui n'est pas liée à l'effet Miller, est une forte diminution de la conductance de sortie par rapport à celle du montage émetteur-commun seul.

1.9.2.2 Démonstration

La Figure 1-38 montre le schéma pour accroissement du montage cascode de la Figure 1-37

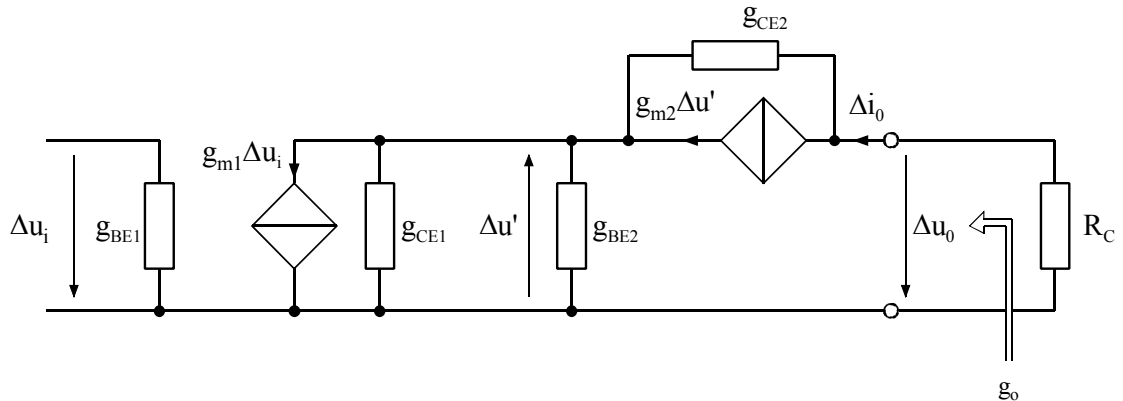


Figure 1-38 :Schéma pour accroissements du montage cascode

Par définition, conductance de sortie g_o du montage correspond à Δi_0 divisé par Δu_0 , lorsque Δu_i est nulle. Le calcul de g_o revient donc à calculer Δi_0 lorsqu'on applique la tension à la Δu_0 sortie et que l'on court-circuite l'entrée ($\Delta u_i = 0$). On a donc :

$$g_o = \left. \frac{\Delta i_0}{\Delta u_0} \right|_{\Delta u_i=0} \quad 1.102$$

Or d'après le schéma petit signaux

$$\Delta i_0 = g_{m2} \cdot \Delta u' + g_{CE2} \cdot (\Delta u_0 + \Delta u') \quad 1.103$$

et

$$\Delta u' = \frac{-\Delta i_0}{g_{CE1} + g_{BE2}} \quad 1.104$$

On en déduit que

$$g_o = \frac{\Delta i_0}{\Delta u_0} = \frac{g_{CE2}}{1 + \frac{g_{m2} + g_{CE2}}{g_{CE1} + g_{BE2}}} \quad 1.105$$

En admettant que $g_{CE1} \ll g_{BE2}$ et $g_{CE2} \ll g_{m2}$, cette expression se simplifie et il vient finalement :

$$g_o = \frac{\Delta i_0}{\Delta u_0} = \frac{g_{CE2}}{1 + \frac{g_{m2}}{g_{BE2}}} = \frac{g_{CE2}}{1 + \beta_2} \quad 1.106$$

Ce résultat est beaucoup plus petit que $g_0 = g_{CE}$ que l'on obtient pour le montage émetteur – commun seul.

1.9.3 Le montage Bootstrap

Le montage bootstrap est parfois utilisé afin de conserver au montage collecteur – commun (ou émetteur – suiveur) sa grande impédance d'entrée intrinsèque qui, comme l'illustre la Figure 1-39, est souvent dégradé par la présence d'un pont résistif de polarisation

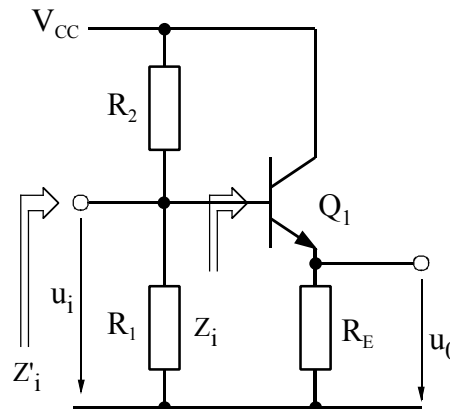


Figure 1-39 : Montage Collecteur commun

Dans montage bootstrap, comme montré à la Figure 1-40, la capacité de liaison C transmet les variations de la tension de sortie au point milieu du pont de polarisation que forment R_1 et R_2 . Comme le montage présente un gain $A=1-\varepsilon$ proche de l'unité (le transistor est monté en émetteur – suiveur $\Rightarrow \varepsilon \ll 1$), les accroissements de tension aux bornes de R_B , et partant les accroissements de courant à travers R_B , sont pratiquement nuls. Vue de l'entrée, la résistance traduisant l'effet de R_B est donc très grande.

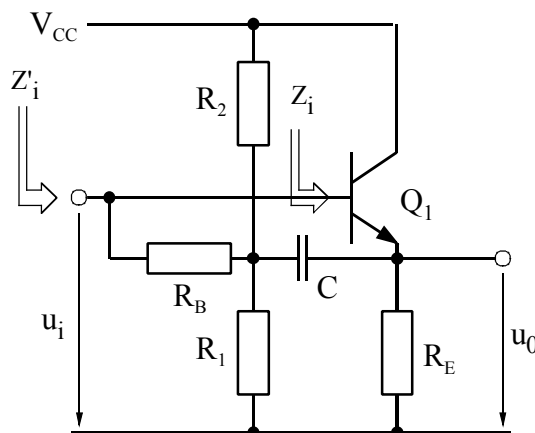


Figure 1-40 : Montage Bootstrap

Le schéma équivalent pour petits signaux du montage bootstrap est montré à la Figure 1-40. La capacité C n'y est pas représentée car on émet l'hypothèse qu'elle se comporte comme un court-circuit pour les accroissements. C'est aussi la raison pour laquelle les résistances R_E , R_1 , et R_2 apparaissent en parallèle et entre l'émetteur et la masse.

Sur la Figure 1-41, on voit que, du point de vue des accroissements, la résistance R_B apparaît entre l'entrée et la sortie du circuit par effet Millet, elle donc vue de l'entrée comme une résistance R_i valant :

$$R_i = \frac{R_B}{1-A} = \frac{R_B}{\varepsilon} \gg R_B \tag{1.107}$$

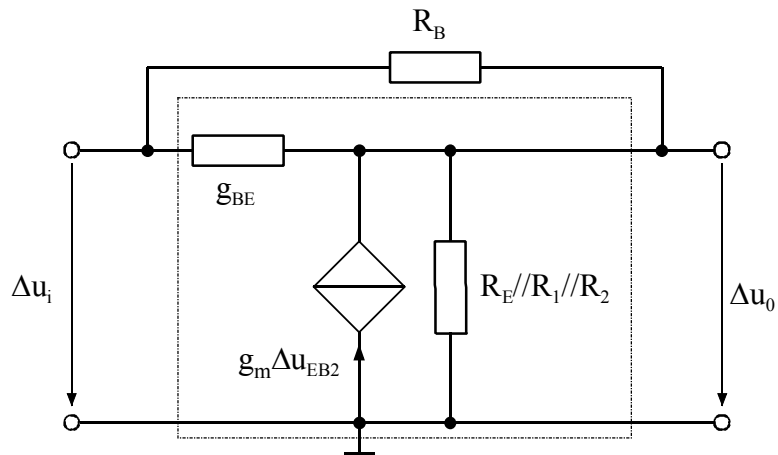


Figure 1-41 : Montage Bootstrap schéma pour accroissement

et de la sortie comme une résistance valant :

$$R_o = \frac{R_B}{1-\frac{1}{A}} = -R_B \cdot \frac{1-\varepsilon}{\varepsilon} \cong -\frac{R_B}{\varepsilon} \ll -R_B \tag{1.108}$$

Cette résistance vue à la sortie est négative car le gain A est légèrement plus petit que 1. Comme elle se trouve en parallèle avec $R_E // R_1 // R_2$, elle a pour effet d'augmenter légèrement la valeur de la résistance de charge du circuit. On a :

$$R_L = \frac{1}{\frac{1}{R_E} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} - \frac{\varepsilon}{R_B}} \tag{1.109}$$

Finalement, l'impédance d'entrée du montage bootstrap vaut :

$$Z_i' = \frac{R_B}{\varepsilon} // Z_i \tag{1.110}$$

avec pour Z_i

$$\begin{aligned} Z_i &= \frac{u_i}{i_i} = \frac{\Delta u_{BE} + (g_{BE} + g_m) \cdot \Delta u_{BE} \cdot R_L}{g_{BE} \cdot \Delta u_{BE}} \\ &= \frac{1}{g_{BE}} + (1 + \frac{g_m}{g_{BE}}) \cdot R_L \cong \frac{1}{g_{BE}} + \beta \cdot R_L \end{aligned} \tag{1.111}$$

et par conséquent

$$Z_i' \cong \frac{R_B}{\varepsilon} // (\frac{1}{g_{BE}} + \beta \cdot R_L) \tag{1.112}$$

BIBLIOGRAPHIE

- [1] **TRAITE D'ELECTRICITE**
VOLUME VIII : ELECTRONIQUE
Auteurs : J.D. Chatelain et R.Dessoulavy
ISBN : 2-604-00010-5

- [2] **CIRCUIT ET SYSTEMES ELECTRONIQUES**
ELECTRONIQUE III, PARTIE I
Auteur : M. Declercq